

ВЕСТНИК ВОРОНЕЖСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций (свидетельство о регистрации ПИ № ФС 77 – 74159 от 02.11.2018).

Учредитель: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»

Подписной индекс в «Каталоге периодических изданий. Газеты и журналы» ГК «Урал Пресс» – 41891. Физические лица могут оформить подписку в интернет-магазине «Деловая пресса» <http://www.ural-press.ru/dlya-fizicheskikh-lits/>

Журнал «Вестник Воронежского государственного технического университета» 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.

Журнал выходит шесть раз в год

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Главный редактор В.Р. Петренко, д-р техн. наук – Воронеж

Заместитель главного редактора И.Г. Дроздов, д-р техн. наук – Воронеж

Ответственный секретарь С.А. Малукова – Воронеж

ЧЛЕНЫ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ:

В.Н. Бурков – д-р техн. наук – Москва;
Д.А. Новиков – д-р техн. наук – Москва;
С. Лухан-Мора – проф. – Испания;
А.К. Погодаев – д-р техн. наук – Липецк;
А.Ф. Тузовский – д-р техн. наук – Москва;
С.Л. Подвальный – д-р техн. наук – Воронеж;
В.Л. Бурковский – д-р техн. наук – Воронеж;
В.В. Куц – д-р техн. наук – Курск;
А.Г. Ивахненко – д-р техн. наук – Курск;
В.П. Смоленцев – д-р техн. наук – Воронеж;
С.Г. Бишутин – д-р техн. наук – Брянск;
В.Ф. Селиванов – д-р техн. наук – Воронеж;
О.Н. Кириллов – д-р техн. наук – Воронеж;
О.Ю. Макаров – д-р техн. наук – Воронеж;
В.П. Пашинцев – д-р техн. наук – Ставрополь;
Ю.Г. Пастернак – д-р техн. наук – Воронеж;
А.В. Ашихмин – д-р техн. наук – Воронеж;
П.П. Чураков – д-р техн. наук – Пенза;
А.А. Гладких – д-р техн. наук – Ульяновск;
А.В. Башкиров – д-р техн. наук – Воронеж

Ответственность за подбор и изложение фактов, цитат, статистических данных и прочих сведений несут авторы публикаций. Статьи, поступающие в редакцию, рецензируются. Мнение редакции может не совпадать с мнением авторов материалов. При перепечатке статей ссылка на журнал обязательна.

Адрес редакции: 394026, Воронеж, Московский проспект, дом 14, комн. 212

Телефон: +7 (473) 278-38-89

E-mail: vestnik@vorstu.ru

Издатель: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»

Адрес издателя: 394006, Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84

© ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», 2023

12+

BULLETIN OF VORONEZH STATE TECHNICAL UNIVERSITY

The journal is registered by the Federal service for supervision of communications, information technology, and mass media (registration certificate PI № FS 77 – 74159 02 November 2018)

Founder: Federal State State-Financed Comprehensive Institution of High Education “Voronezh State Technical University”

Subscription index in the «Catalog of periodicals. Newspapers and magazines» of the «Ural Press» Group of Companies – 41891. Individuals can subscribe to it in the online store "Business Press" <http://www.ural-press.ru/dlya-fizicheskikh-lits/>

The journal "Bulletin of Voronezh State Technical University" is included into the list of peer-reviewed editions in which the results of dissertations for obtaining degrees of a Full Doctor and PhD are published.

The journal is published six times a year

EDITORIAL BOARD:

Editor-in-Chief V.R. Petrenko, Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh

Deputy Editor-in-Chief I.G. Drozdov, Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh

Executive secretary S.A. Malyukova – Voronezh

MEMBERS OF EDITORIAL BOARD:

V.N. Burkov – Dr. Sc. (Tech.) – Moscow;
D.A. Novikov – Dr. Sc. (Tech.) – Moscow;
Sergio Lujan Mora – Professor – Spain;
A.K. Pogodaev – Dr. Sc. (Tech.) – Lipetsk;
A.F. Tuzovskiy – Dr. Sc. (Tech.) – Moscow;
S.L. Podvalny – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh;
V.L. Burkovskiy – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh;
V.V. Kuts – Dr. Sc. (Tech.) – Kursk;
A.G. Ivakhnenko – Dr. Sc. (Tech.) – Kursk;
V.P. Smolentsev – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh;
S.G. Bishutin – Dr. Sc. (Tech.) – Bryansk;
V.F. Selivanov – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh;
O.N. Kirillov – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh;
O.Yu. Makarov – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh;
V.P. Pashintsev – Dr. Sc. (Tech.) – Stavropol;
Yu.G. Pasternak – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh;
A.V. Ashihmin – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh;
P.P. Churakov – Dr. Sc. (Tech.) – Penza;
A.A. Gladkikh – Dr. Sc. (Tech.) – Ulyanovsk;
A.V. Bashkirov – Dr. Sc. (Tech.) – Voronezh

The authors of publications are responsible for the selection and presentation of facts, quotations, statistics and other information. The articles coming to the editorial office are reviewed. The opinion of the editors may not coincide with the opinion of the authors of the materials. When reprinting articles, the link to the journal is obligatory.

Address: 394026, Voronezh, Moskovskiy prospekt, 14, office 212

Phone number: +7 (473) 278-38-89

E-mail: vestnik@vorstu.ru

Publisher: Federal State State-Financed Comprehensive Institution of High Education “Voronezh State Technical University”

Publisher address: 394006, Voronezh, 20-letiya Oktyabrya str., 84

© Voronezh State Technical University, 2023

12+

ЮБИЛЕЙ ПРОФЕССОРА

ПОДВАЛЬНЫЙ Семен Леонидович

Доктор технических наук, профессор кафедры автоматизированных и вычислительных систем ВГТУ, заслуженный изобретатель РСФСР, заслуженный деятель науки Российской Федерации, почетный работник высшего профессионального образования Российской Федерации, почетный изобретатель РСФСР

Подвальный Семен Леонидович родился 17 октября 1938 г. в Одессе. В июне 1941 г. началась война, а в январе 1942 года Семен с мамой попали в концлагерь, где они пробыли до марта 1944 года. После освобождения Советской армией Семен с мамой добрались до поселка Кодымы, где жили родители матери, а после демобилизации в 1947 г. сюда вернулся и отец.

Благодаря хорошей памяти учеба легко давалась Семену. В 1956 г. он окончил школу с золотой медалью и поступил в Одесский политехнический институт на химико-технологический факультет на новую специальность «Автоматизация производственных процессов».

После окончания института с отличием Семен получил профессию инженера-механика и в 1961 г. был направлен на работу в Украинский НИИ пластмасс, а затем в Воронежский филиал ОКБА НПО «Химвавтоматика». Здесь Семен Леонидович принимал участие в разработке и внедрении ряда систем автоматического регулирования на отечественных заводах синтетического каучука. В течение двух лет был пройден путь от рядового инженера до руководителя группы и научного руководителя НИР.

Работу в Воронежском ОКБА НПО «Химвавтоматика» Семен Леонидович совмещал с учебой в аспирантуре и в 1968 году защитил кандидатскую диссертацию. С 1970 года и по настоящее время Семен Леонидович работает в Воронежском государственном техническом университете (ранее Воронежском политехническом институте).

В 70-е годы у Семена Леонидовича появилась возможность сосредоточиться на научной работе. Руководство вуза поощряло защиты своих ученых. В институте стали издаваться научные журналы и сборники, проводились конференции.



В конце 70-х годов публикации Семена Леонидовича появились в центральных журналах страны «Теоретические основы химической технологии» (1979) и «Журнале прикладной химии» (1978, 1979), были сделаны доклады на Всесоюзных конференциях различного профиля. Активно велась подготовка к защите докторской диссертации, которая состоялась в 1982 г. и была направлена на использование современных математических моделей для исследования и оптимизации химико-технологических процессов.

В 1983 г. в Воронежском политехническом институте при непосредственном участии С.Л. Подвального была создана кафедра автоматизированных и вычислительных систем (кафедра АВС). Возглавляемая С.Л. Подвальным кафедра на протяжении многих лет входила в число лучших профильных кафедр страны.

С.Л. Подвальным всегда большое внимание уделял подготовке кадров высшей квалификации. Под его руководством защищено 11 докторских и более 60 кандидатских диссертаций.

Семен Леонидович является председателем диссертационного совета Д 99.2.031.03 и главным редактором журнала «Системы управления и информационные технологии», который входит в Перечень ВАК РФ.

Почетный гражданин Воронежской области (с 2021 г.) Семен Леонидович обладает высокой эрудицией, глубокими познаниями, отличается широтой научных интересов, целеустремленностью и высокой работоспособностью.

Редакция журнала и коллеги от всей души поздравляют Семена Леонидовича с юбилеем и желают крепкого здоровья, благополучия и успехов в научной деятельности!

СОДЕРЖАНИЕ

Информатика, вычислительная техника и управление

Построение аппроксимационных функций для высокопроизводительного моделирования оболочек Ю.Н. Згода	8
Алгоритмизация управления технологическими процессами производства асфальтобетонных смесей И.Н. Волков, В.Л. Бурковский	16
Об одном подходе к решению задачи прогнозирования величины потребления электроэнергии с использованием методов машинного обучения С.А. Олейникова, К.А. Бидненко, А.В. Малюгин	23
Программная реализация управления движением мобильного робота с использованием QR-кода А.В. Каляшина, Л.Ф. Фаткуллина	31

Радиотехника и связь

Применение активной метаповерхности для кодирования при передаче данных Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Фёдоров	39
Сигнально-кодовые конструкции и структура сигналов радиолиний спутниковой связи Д.Г. Пантенков, В.П. Литвиненко, А.Н. Глушков	44
Особенности построения тракта промежуточной частоты супергетеродинного радиоприемника с цифровой обработкой сигналов А.И. Гревцев, В.И. Зимарин, В.В. Капитанов	59
Анализ процессов электромагнитного взаимодействия объектов в рамках систем сотовой связи И.С. Киреев, И.В. Зубарев, А.В. Бурковский	65
Анализ работы фрактальной антенны типа Н-дерево для цифровых систем связи А.С. Новак, М.С. Пашенко, А.А. Антонов	70
Измерение параметров распределения Накагами А.Н. Глушков, Ю.В. Литвиненко, А.В. Мандрыкин, Е.В. Черноярова	77
Методика моделирования излучений магнитного поля радиоэлектронного оборудования в ближней зоне В.В. Глотов, И.В. Семейкин, А.Е. Рудь	83
Способ эффективной оценки уровня кондуктивных помех AC-DC преобразователя М.А. Ромашенко, А.В. Гудков	90
Микрополосковая имплантационная антенна диапазона MICS/ISM для систем связи медицинских имплантов Е.Д. Егорова, Д.В. Журавлёв	96
Разработка двухдиапазонного широкополосного делителя мощности Уилкинсона И.А. Черноиваненко, Е.А. Ищенко, А.В. Останков, С.М. Фёдоров	101
Методика предварительного кодирования для системы беспилотных летательных аппаратов А.В. Башкиров, М.В. Хорошайлова, А.С. Демихова	106
Цифровой демодулятор сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией А.Н. Глушков, Ю.В. Литвиненко, Б.Н. Тишук, Е.В. Черноярова	115

Машиностроение и машиноведение

Расчетный метод оценки предельных амплитуд напряжений циклов при неоднородности структурных и механических характеристик сварных соединений

К.А. Молоков, В.В. Новиков, А.И. Мамонтов..... 121

Влияние методов изготовления отверстий в форсунках на их гидравлические параметры

О.Н. Кириллов, Е.А. Рязанцева, В.В. Куц, А.Ю. Рязанцев..... 131

CONTENTS

Informatics, computer engineering and control

Original approach to generation of approximation functions for high-performance shell structures simulation Yu.N. Zgoda	8
Algorithmization of technological processes management of asphalt concrete mixtures production I.N. Volkov, V.L. Burkovsky	16
About one approach to solving the problem of forecasting the amount of electricity consumption using machine learning methods S.A. Oleynikova, K.A. Bidnenko, A.V. Malyugin	23
Software implementation of mobile robot motion control using QR code A.V. Kalyashina, L.F. Fatkullina	31

Radio engineering and communication

Application of an active metasurface for coding in data transmission E.A. Ishchenko, Yu.G. Pasternak, V.A. Penduyrin, S.M. Fedorov	39
Signal-code constructions and structure of signals radio lines of satellite communication D.G. Pantenkov, V.P. Litvinenko, A.N. Glushkov	44
Features of the construction of the intermediate frequency pathsuperheterodyne radio receiver with digital signal processing A.I. Grevtsev, V.I. Zimarin, V.V. Kapitanov	59
Analysis of processes of electromagnetic interaction of objects within cellular communication systems I.S. Kireev, I.V. Zubarev, A.V. Burkovsky	65
Analysis of the operation of a fractal H-tree type antenna for digital communication systems A.S. Novak, M.S. Pashchenko, A.A. Antonov	70
Measurement of Nakagami distribution parameters A.N. Glushkov, Yu.V. Litvinenko, A.V. Mandrykin, E.V. Chernoyarova	77
Method for simulating magnetic field radiations of radio electronic equipment in near fields V.V. Glotov, I.V. Semeikin, A.E. Rud	83
Method for efficient assessment of conductive interference level for AC-DC converter M.A. Romashchenko, A.V. Gudkov	90
Microstrip implantation antenna range MICS/ISM for medical and platinum communications systems E.D. Egorova, D.V. Zhuravlev	96
Development of the Wilkinson broadband power divider I.A. Chernoiivanenko, E.A. Ishchenko, A.V. Ostankov, S.M. Fedorov	101
Pre-coding methodology for the unmanned aerial vehicle system A.V. Bashkirov, M.V. Khoroshailova, A.S. Demikhova	106
Digital signal demodulator with amplitude-phase manipulation A.N. Glushkov, Yu.V. Litvinenko, B.N. Tishykov, E.V. Chernoyarova	115

Mechanical engineering and science of machines

Calculation method for evaluating the limiting stress amplitudes of cycles in case of inhomogeneity of the structural and mechanical characteristics of welded joints

K.A. Molokov, V.V. Novikov, A.I. Mamontov..... 121

Influence of methods for manufacturing holes in nozzles on their hydraulic parameters

O.N. Kirillov, E.A. Ryazantseva, V.V. Kuts, A.Yu. Ryazantsev..... 131

Информатика, вычислительная техника и управление

DOI 10.36622/VSTU.2023.19.5.001

УДК 624.01+004.942

ПОСТРОЕНИЕ АППРОКСИМАЦИОННЫХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ОБОЛОЧЕК

Ю.Н. Згода

**Санкт-Петербургский государственный архитектурно-строительный университет,
г. Санкт-Петербург, Россия**

Аннотация: моделирование напряженно-деформированного состояния тонкостенных оболочечных конструкций по методу Ритца предполагает выбор аппроксимационных функций, которые подставляются в функционал полной потенциальной энергии деформации для сведения вариационной задачи к задаче многомерной минимизации. Однако в современных исследованиях по моделированию оболочек вопрос выбора аппроксимационных функций зачастую рассматривается поверхностно. В то же время использование некоторых способов построения аппроксимационных функций позволяет значительно повысить как точность, так и производительность вычислений. Целью является разработка высокоэффективных подходов к генерации аппроксимационных функций при моделировании тонкостенных оболочечных конструкций по методу Ритца. В рамках реализации данной цели были предложены два подхода к построению аппроксимационных функций. Первый подход заключается в поэлементном увеличении количества слагаемых в аппроксимационных функциях с тем, чтобы предоставить исследователю более гибкие средства для задания точности и длительности моделирования. Второй подход заключается в использовании разного количества аппроксимационных слагаемых для разных компонент напряженно-деформированного состояния оболочки. Оба подхода были включены в авторский программный комплекс высокопроизводительного моделирования оболочек OptiShellX и апробированы на различных тестовых задачах. Результаты вычислительных экспериментов показали, что эти подходы позволяют значительно сократить длительность моделирования без существенных потерь в точности моделирования, а также упростить валидацию получаемых результатов. Они являются универсальными и могут быть реализованы практически в любом математическом пакете или языке программирования

Ключевые слова: оболочки, аппроксимационные функции, метод Ритца, функционал, вариационная задача, Julia

Введение

Для компьютерного моделирования поведения тонкостенных оболочечных конструкций (оболочек) под воздействием внешних сил используют множество различных методов и подходов. Одним из наиболее распространенных на данный момент является метод конечных элементов (МКЭ) [1–3], однако он имеет ряд недостатков, делающих его неприменимым в определенных задачах. Например, при его использовании необходимо выполнить построение конечно-элементной сетки, а ее структура оказывает существенное влияние на точность моделирования [4]. Кроме того, использование МКЭ может приводить к сложностям при моделировании потери устойчивости конструкции [5].

В связи с этим во многих исследованиях, посвященных моделированию оболочек, применяются альтернативные методы, например, метод Ритца [6–8]. Он позволяет избежать какой-либо дискретизации конструкции геометриче-

ской сеткой (т. к. геометрия конструкции в этом случае описывается через параметры Ляме и коэффициенты кривизны) и вдвое снизить порядок производных [9]. Суть метода Ритца заключается в аппроксимации неизвестных минимизируемых функций перемещений известными аппроксимационными функциями с неизвестными числовыми коэффициентами. Другими словами, происходит переход от задачи минимизации функционала к задаче оптимизации функций многих переменных.

Применение метода Ритца предполагает выбор аппроксимационных функций. Зачастую в области моделирования оболочек для этой цели используются взвешенные суммы тригонометрических функций, где весовые коэффициенты являются неизвестными коэффициентами, вычисляемыми в процессе оптимизации функционала. Эти функции выбирают таким образом, чтобы они удовлетворяли условиям закрепления конструкции, но в остальном вопрос выбора аппроксимаций остается малоизученным. На данный момент крайне мало работ, посвященных исследованию свойств различных видов аппрок-

симиционных функций, оценке их влияния на производительность и точность минимизации функционала полной потенциальной энергии деформации (ФППЭД), описанию новых оригинальных подходов к построению этих функций. В частности, не изучен вопрос перераспределения аппроксимационных слагаемых между компонентами напряженно-деформированного состояния конструкций.

Одним из наиболее перспективных исследований в этой области представляется применение методов глубокого обучения [10], где предлагается использовать нейронные сети в качестве аппроксимационных функций метода Ритца. В то же время применение методов глубокого обучения приводит к повышению сложности разработки программ моделирования, из-за чего они не всегда могут быть применимы. Также, в работе [11] была рассмотрена возможность применения стандартизированных многочленов Лежандра, однако их влияние на производительность вычислений изучено не было.

Постановка задачи

Целью данной работы является разработка оригинальных высокоэффективных подходов к генерации аппроксимационных функций при моделировании тонкостенных оболочечных конструкций по методу Ритца. Для реализации этой цели были решены следующие задачи:

- предложен ряд подходов к построению аппроксимационных функций;
- реализовано программное обеспечение, позволяющее выполнить моделирование оболочек с использованием разработанных методов;
- проведена оценка длительности и точности моделирования с использованием предложенных подходов.

Методы исследования

Все вычислительные эксперименты были проведены с использованием компьютера на базе процессора AMD Ryzen 9 3900X, 64 ГБ ОЗУ, Nvidia Geforce RTX 2070 Super, ОС Windows 10 19041.388. Вычисления выполнялись с использованием авторского программного обеспечения высокопроизводительного моделирования оболочек OptiShellX [12], разработанного на языке программирования Julia [13].

OptiShellX выполняет компьютерное моделирование путем решения вариационной задачи для функционала полной потенциальной энергии деформации по методу Ритца. После ап-

проксимации функционала по методу Ритца выполняется его численное двухмерное интегрирование с использованием кубатурной формулы Симпсона. Далее результирующее выражение, представляющее собой многомерную функцию от неизвестных аппроксимационных коэффициентов, минимизируется с использованием метода LBFGS.

Построение аппроксимаций

Рассмотрим тонкостенную оболочку канонической формы (рис. 1).

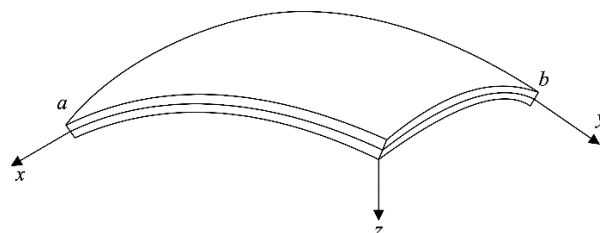


Рис. 1. Схематическое представление оболочечной конструкции

Функционал полной потенциальной энергии деформации (ФППЭД) этой оболочки при использовании геометрически-нелинейной и физически-линейной размерной математической модели Тимошенко-Рейснера имеет следующий вид [9]:

$$E_s = \frac{1}{2} \int_0^a \int_0^b \left\{ N_x \varepsilon_x + N_y \varepsilon_y + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} (N_{xy} + N_{yx}) \gamma_{xy} + \right. \\ \left. + M_x \chi_1 + M_y \chi_2 + Q_x (\Psi_x - \theta_1) + \right. \\ \left. + (M_{xy} + M_{yx}) \chi_{12} + Q_y (\Psi_y - \theta_2) - \right. \\ \left. - 2P_x U - 2P_y V - 2qW \right\} AB dx dy, \quad (1)$$

$$\theta_1 = -\frac{1}{A} \frac{\partial W}{\partial x} - k_x U, \quad \theta_2 = -\frac{1}{B} \frac{\partial W}{\partial y} - k_y V;$$

где

U, V, W – функции, определяющие поперечные, продольные и вертикальные перемещения соответственно;

Ψ_x, Ψ_y – функции, связанные с углами поворота нормали в плоскости xOz и yOz соответственно;

a, b – линейные размеры вдоль осей Ox, Oy соответственно;

$\varepsilon_x, \varepsilon_y$ – деформации удлинения вдоль координат x, y ;

γ_{xy} – деформации сдвига в плоскостях xOy ;
 N_x, N_y, N_{xy}, N_{yx} – нормальные усилия вдоль осей x, y и сдвиговые усилия в плоскости xOy ;
 M_x, M_y, M_{xy}, M_{yx} – изгибающие моменты в направлении осей x, y и крутящие моменты;
 χ_1, χ_2 – функции изменения кривизн;
 χ_{12} – функции изменения кручения;
 Q_x, Q_y – поперечные (перерезывающие) силы в плоскостях xOz, yOz ;

P_x, P_y, q – нагрузка в поперечном, продольном и вертикальном направлениях соответственно;

A, B – параметры Ляме поверхности оболочки вдоль осей Ox, Oy соответственно.

Подробно вывод данного функционала рассматривается в работе [9]. Для дальнейших исследований функционал можно представить в следующем виде:

$$E_s = E_s(U, V, W, \Psi_x, \Psi_y). \quad (2)$$

Применим к данному функционалу метод Ритца. Выберем аппроксимационные функции в соответствии с [9], где используется наиболее распространенный на данный момент подход к формированию аппроксимаций. Не нарушая общности, будем далее рассматривать шарнирно-неподвижное закрепление оболочки (переход к другому типу закрепления повлияет лишь на комбинации синусов и косинусов в аппроксимациях):

$$\begin{aligned} f_1(i, t) &= \sin(2i\pi t), \quad f_2(i, t) = \sin((2i-1)\pi t), \\ f_3(i, t) &= \cos((2i-1)\pi t), \\ U(x, y) &= \sum_{k=1}^{\sqrt{N}} \sum_{l=1}^{\sqrt{N}} U_{kl} f_1\left(k, \frac{x}{a}\right) f_2\left(l, \frac{y}{b}\right), \\ V(x, y) &= \sum_{k=1}^{\sqrt{N}} \sum_{l=1}^{\sqrt{N}} V_{kl} f_2\left(k, \frac{x}{a}\right) f_1\left(l, \frac{y}{b}\right), \\ W(x, y) &= \sum_{k=1}^{\sqrt{N}} \sum_{l=1}^{\sqrt{N}} W_{kl} f_2\left(k, \frac{x}{a}\right) f_2\left(l, \frac{y}{b}\right), \\ \Psi_x(x, y) &= \sum_{k=1}^{\sqrt{N}} \sum_{l=1}^{\sqrt{N}} \Psi_{xkl} f_3\left(k, \frac{x}{a}\right) f_2\left(l, \frac{y}{b}\right), \\ \Psi_y(x, y) &= \sum_{k=1}^{\sqrt{N}} \sum_{l=1}^{\sqrt{N}} \Psi_{ykl} f_2\left(k, \frac{x}{a}\right) f_3\left(l, \frac{y}{b}\right), \end{aligned} \quad (3)$$

где U, V, W, Ψ_x, Ψ_y – аппроксимационные функции;

$U_{kl}, V_{kl}, W_{kl}, \Psi_{xkl}, \Psi_{ykl}$ – неизвестные числовые коэффициенты;

N – количество аппроксимационных слагаемых в отдельной функции. Данный параметр должен иметь целый квадратный корень, т. е. может принимать значения 1, 4, 9, 16, 25, 36 и т. д.

Подобные аппроксимации позволяют выполнить численное интегрирование ФППЭД (2), после чего задача минимизации функционала сводится к задаче минимизации многомерной функции:

$$E_{sf} = E_{sf}(U_{kl}, V_{kl}, W_{kl}, \Psi_{xkl}, \Psi_{ykl}), 1 \leq k, l \leq \sqrt{N}, \quad (4)$$

к которому могут быть применены различные методы безусловной минимизации, например LBFGS.

Главным недостатком приведенных выше аппроксимационных функций являются относительно ограниченные возможности по управлению точностью моделирования. Т. к. в качестве количества слагаемых N можно использовать лишь те числа, которые имеют целый квадратный корень, количество слагаемых в аппроксимируемом функционале растет нелинейно. Таким образом, как до численного интегрирования, так и после (когда из функционала будут исключены те слагаемые, для которых результатом интегрирования тригонометрических функций будет нуль) останется большое количество слагаемых (табл. 1).

Таблица 1
Количество слагаемых в функционале в зависимости от N

N	Количество слагаемых до интегрирования	Количество слагаемых после интегрирования
1	71	34
4	3 561	1 371
9	56 874	19 451
16	467 236	148 069
25	2 524 375	755 530
36	10 263 801	2 948 113

Частичные аппроксимации

Для устранения описанного выше недостатка нами был разработан оригинальный подход к построению аппроксимационных функций, позволяющий задавать в качестве параметра N значения, не обязательно имеющие це-

лый квадратичный корень. Суть данного подхода заключается в поэлементном включении новых слагаемых в аппроксимационные функции.

Определим для произвольного N (общего количества слагаемых в аппроксимационной функции) параметр $\bar{n}$, который является минимально возможным натуральным числом, квадрат которого больше либо равен N . Например: $N=1 \Rightarrow \bar{n}=1$, $N=2 \Rightarrow \bar{n}=2$, $N=3 \Rightarrow \bar{n}=2$, $N=4 \Rightarrow \bar{n}=2$, $N=5 \Rightarrow \bar{n}=3$.

Далее представим аппроксимации в виде одномерных сумм. Для этого определим правило перехода от одномерного индекса $t \in [1, 2, \dots, N]$ к двум индексам k_t, l_t :

$$k_t = 1 + \text{floor}\left[\frac{t-1}{\bar{n}}\right], \quad l_t = \begin{cases} t \% \bar{n}, & t \% \bar{n} \neq 0, \\ \bar{n}, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (5)$$

где символ «%» используется для обозначения целочисленного деления по модулю. Тогда выражение для аппроксимационных функций примет вид:

$$\begin{aligned} U(x, y) &= \sum_{t=1}^N U_{k_t l_t} f_1\left(k_t, \frac{x}{a}\right) f_2\left(l_t, \frac{y}{b}\right), \\ V(x, y) &= \sum_{t=1}^N V_{k_t l_t} f_2\left(k_t, \frac{x}{a}\right) f_1\left(l_t, \frac{y}{b}\right), \\ W(x, y) &= \sum_{t=1}^N W_{k_t l_t} f_2\left(k_t, \frac{x}{a}\right) f_2\left(l_t, \frac{y}{b}\right), \\ \Psi_x(x, y) &= \sum_{t=1}^N \Psi_{x_{k_t l_t}} f_3\left(k_t, \frac{x}{a}\right) f_2\left(l_t, \frac{y}{b}\right), \\ \Psi_y(x, y) &= \sum_{t=1}^N \Psi_{y_{k_t l_t}} f_2\left(k_t, \frac{x}{a}\right) f_3\left(l_t, \frac{y}{b}\right). \end{aligned} \quad (6)$$

Предложенный выше способ генерации аппроксимационных функций позволяет задавать в качестве N произвольное натуральное число, необязательно имеющее натуральный квадратный корень. Отметим, что подобный способ построения аппроксимационных функций обеспечивает совпадение со стандартным способом построения аппроксимационных функций по формулам (3). Ниже приведен пример построения аппроксимационных функций W для N в диапазоне от 1 до 4:

$$\begin{aligned} \bar{W}_1 &= W_{11} f_1(1, x/a) f_2(1, y/b), \\ \bar{W}_2 &= W_{11} f_1(1, x/a) f_2(1, y/b) + \\ &\quad + W_{12} f_1(1, x/a) f_2(2, y/b), \\ \bar{W}_3 &= W_{11} f_1(1, x/a) f_2(1, y/b) + \\ &\quad + W_{12} f_1(1, x/a) f_2(2, y/b) + \\ &\quad + W_{21} f_1(2, x/a) f_2(1, y/b), \\ \bar{W}_4 &= W_{11} f_1(1, x/a) f_2(1, y/b) + \\ &\quad + W_{12} f_1(1, x/a) f_2(2, y/b) + \\ &\quad + W_{21} f_1(2, x/a) f_2(1, y/b) + \\ &\quad + W_{22} f_1(2, x/a) f_2(2, y/b). \end{aligned}$$

Ранее в литературе, посвященной оболочкам, подобный подход не предлагался, в связи с чем не изучено его влияние на длительность и точность вычислений. Для демонстрации его эффективности он был реализован в рамках авторского ПО OptiShellX и апробирован на следующей вычислительной задаче:

- форма оболочки: полая двояковыпуклая;
- параметры Ляме и радиусы кривизны: $A = B = 1$, $R_1 = \text{const}$, $R_2 = \text{const}$;
- геометрические параметры: $a = b = 10.8$ м, радиусы кривизны $R_1 = R_2 = 40.05$ м, толщина $h = 0.09$ м;
- параметры материала: сталь, модуль упругости $E = 2.1 \times 10^5$ МПа, коэффициент Пуассона $\mu = 0.3$, модуль сдвига $G = 8.08 \times 10^4$ МПа;
- прикладываемая нагрузка: равномерно распределенная, направленная нормально к поверхности;
- диапазон значений прикладываемой нагрузки: от 0.0 до 2.0 МПа, всего 51 вычисление (шаг по нагрузке равен 0.039 МПа);
- сетка интегрирования: 51×51 ;
- абсолютная точность минимизации по методу LBFGS: $\varepsilon = 1e-8$.

Алгоритм моделирования подробно описан в работе [14]. На рис. 2 приведены диаграммы «нагрузка-прогиб» в точке $W(a/2, b/2)$ для рассматриваемой оболочки при использовании стандартных аппроксимационных функций, $N = 1, 4, 9, 16, 25$.

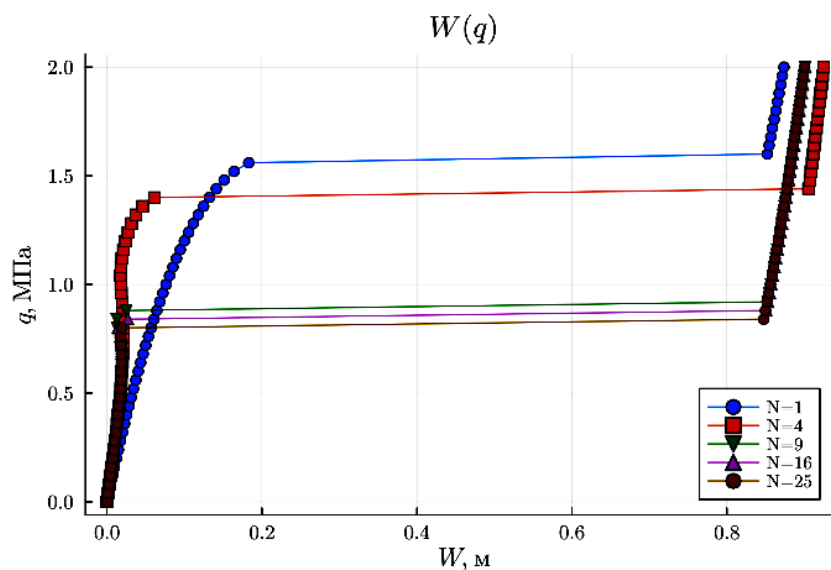


Рис. 2. Диаграмма «нагрузка-прогиб», стандартные аппроксимационные функции

Из приведенной диаграммы можно сделать вывод о том, что после $N = 16$ наблюдается сходимость. Для $N = 1, 4, 9, 16, 25$ критическая нагрузка была определена как 1.56 МПа, 1.4 МПа, 0.88 МПа, 0.84 МПа и 0.8 МПа соответственно. О сходимости можно заключить исходя из того, что после $N = 16$ критическая нагрузка определена с точностью, примерно равной шагу по нагрузке. Для валидации результатов необходимо выполнить дополнительный расчет при $N = 25$.

На рис. 3 приведены диаграммы «нагрузка-прогиб», полученные с использованием модифицированных аппроксимационных функций

(на рисунке увеличена область диаграммы, в которой происходит потеря устойчивости). Значения N изменяются от 16 до 25 включительно. Как можно видеть, использование промежуточных значений для N позволяет получить более глубокое понимание процесса сходимости для рассматриваемой задачи. Кроме того, из этой последовательности диаграмм видно, что отсутствует необходимость в моделировании при $N = 25$. Начиная с $N = 22$ критическая нагрузка определяется с той же точностью, что и для $N = 25$, но при этом длительность вычислений для $N = 22$ вдвое меньше по сравнению с $N = 25$ (табл. 2).

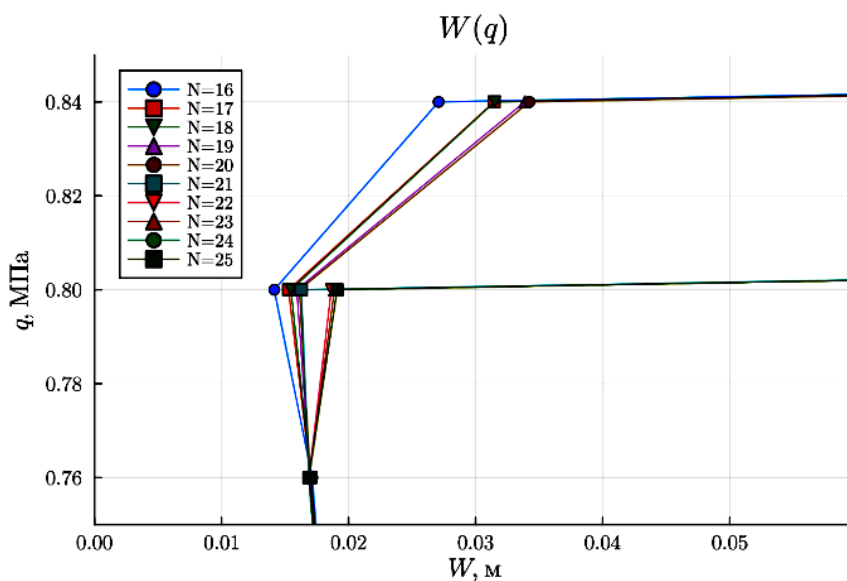
Рис. 3. Диаграмма «нагрузка-прогиб» для модифицированных аппроксимационных функций, $N = 16, 17, \dots, 25$

Таблица 2
Длительность расчета НДС оболочки
для разных N

N	1	2	3	4	5
Время (сек)	0.11	0.26	0.23	0.48	1.30
N	6	7	8	9	10
Время (сек)	2.04	2.79	3.85	6.15	9.06
N	11	12	13	14	15
Время (сек)	15.31	19.03	33.35	42.33	62.99
N	16	17	18	19	20
Время (сек)	83.60	110.03	141.39	162.25	245.09
N	21	22	23	24	25
Время (сек)	273.01	298.63	351.48	428,45	616,16

Раздельное задание количества слагаемых

В некоторых случаях точность расчета одной из составляющих НДС может быть более значимой для исследователя, чем точность расчета других составляющих. В данной работе предлагается в таких ситуациях моделировать оболочку с использованием разного количества аппроксимационных слагаемых для каждой из компонент НДС. На данный момент в исследованиях, посвященных оболочкам, подобный подход не применялся, поэтому его эффективность на практике остается неизученной. Также неочевидно то, каким образом необходимо задавать количество слагаемых по разным функциям для достижения наилучшего результата.

В связи с этим была проведена серия вычислительных экспериментов для ранее описанной оболочки, в которой использовалось различное количество аппроксимационных слагаемых $N_U, N_V, N_W, N_{\Psi_x}, N_{\Psi_y}$ компонент U, V, W, Ψ_x, Ψ_y соответственно. На количество аппроксимационных слагаемых были наложены следующие условия:

$$N_U, N_V, N_W, N_{\Psi_x}, N_{\Psi_y} \in [1, 4, 9, 16, 25],$$

$$N_U + N_V + N_W + N_{\Psi_x} + N_{\Psi_y} \leq 5 \cdot 16 = 80. \quad (7)$$

Другими словами, общее количество слагаемых не превосходит количества слагаемых при обычном подходе к расчету при $N = 16$, но при этом по отдельным компонентам количество аппроксимаций может превосходить 16, т. е. возможно перераспределение аппроксимационных слагаемых по функциям. Всего существует 2 819 вариантов, удовлетворяющих этим огра-

ничениям. В качестве «эталонного» решения было выбрано решение при $N = 25$. Метрика для сравнения с эталонным решением – сумма квадратов разностей значений функции $W(q, a/2, b/2)$ при разных значениях q .

Вычислительный эксперимент показал, что наименьшее отклонение от эталонного решения достигается при $N_U = N_V = 25, N_W = N_{\Psi_x} = N_{\Psi_y} = 9$ и составляет $4.27e-7$, т. е. практически полностью совпадает с эталонным решением. При этом на построение подобного решения требуется лишь 130 секунд, в то время как для выполнения расчета при $N = 25$ потребовалось 707 секунд, т. е. в 5.4 раза больше времени.

Из полученного результата можно сделать интересный вывод о том, что для получения точного решения по W необязательно использовать большое количество аппроксимационных слагаемых по W . Анализ причин подобного явления требует дальнейших исследований. В то же время проведенный вычислительный эксперимент подтверждает тот факт, что перераспределение слагаемых может быть эффективным при условии правильного подбора количества слагаемых для каждой из аппроксимационных функций.

Заключение

1. Было предложено два оригинальных подхода к формированию аппроксимационных функций при моделировании тонкостенных оболочечных конструкций по методу Ритца.

1.1. Использование произвольного не имеющего целый квадратный корень количества слагаемых в аппроксимационных функциях.

1.2. Задание разного количества аппроксимационных слагаемых для разных компонент НДС.

2. Подходы описываются на уровне численных методов и могут быть реализованы практически в любом математическом пакете или языке программирования.

Второй подход может быть усовершенствован путем создания автоматизированной процедуры определения количества аппроксимационных слагаемых для каждой из компонент НДС.

Предложенные в рамках данной работы решения позволяют существенно сократить длительность компьютерного моделирования.

Подходы являются универсальными и могут быть использованы не только для моделирования оболочек, но и во многих других задачах, предполагающих аппроксимацию функционала по методу Ритца.

Литература

1. Experimental and numerical analyses on buckling and strength failure of composite cylindrical shells under hydrostatic pressure / X. Zhang, Z. Li, P. Wang, G. Pan // *Ocean Engineering*. 2022. Vol. 249. P. 110871.
2. Daniel J.J. Scientific investigation on the stress minimization of the RC thin roof structures using Finite element method of analysis // *Materials Today: Proceedings*. 2021. Vol. 45. P. 6270–6276.
3. Петров Д.С., Семенов А.А. Анализ устойчивости ортотропной цилиндрической оболочечной конструкции в программном комплексе ANSYS Mechanical APDL // *Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики*. 2023. Т. 23, № 3. С. 618–627.
4. Meshless implementation of arbitrary 3D-shell structures based on a modified first order shear deformation theory / H. Mellouli, H. Jrad, M. Wali, F. Dammak // *Computers & Mathematics with Applications*. 2019. Vol. 77. No. 1. P. 34–49.
5. Faghih Shojaei M., Ansari R. Variational differential quadrature: A technique to simplify numerical analysis of structures // *Applied Mathematical Modelling*. 2017. Vol. 49. P. 705–738.
6. Semenov A. Strength of Steel Shell Cylindrical Panels Reinforced with an Orthogonal Grid of Stiffeners // *Journal of Applied and Computational Mechanics*. 2022. Vol. 8. No. 2. P. 723–732.
7. Characteristic orthogonal polynomials-Ritz method for vibration behavior of functionally graded piezoelectric plates using FSDT / J. Lu, C. Yu, W. Xu, C. Chiu // *Computers & Mathematics with Applications*. 2021. Vol. 98, P. 157–168.
8. Chai Y., Song Z., Li F. Investigations on the aerothermoelastic properties of composite laminated cylindrical shells with elastic boundaries in supersonic airflow based on the Rayleigh–Ritz method // *Aerospace Science and Technology*. 2018. Vol. 82–83. P. 534–544.
9. Karpov V.V., Semenov A.A. Refined model of stiffened shells // *International Journal of Solids and Structures*. 2020. Vol. 199. P. 43–56.
10. E W., Yu B. The Deep Ritz Method: A Deep Learning-Based Numerical Algorithm for Solving Variational Problems // *Communications in Mathematics and Statistics*. 2018. Vol. 6. No. 1. P. 1–12.
11. Бакусов П.А., Семенов А.А. Устойчивость сегментов тороидальных оболочек при изменении угла отклонения от вертикальной оси // *Вестник ПНИПУ. Механика*. 2017. № 3. С. 17–36.
12. Згода Ю.Н. Свидетельство №2023612571. OptiShellX – программа для высокопроизводительного расчета тонкостенных оболочечных конструкций : программа для ЭВМ / Ю.Н. Згода ; правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный архитектурно-строительный университет» (RU). Заявл. 27.01.2023; опубл. 06.02.2023, Бюл. № 2 2023, 118 КБ.
13. Bezanson J., Edelman A., Karpinski S., Shah V.B. Julia: A Fresh Approach to Numerical Computing // *SIAM Review*. 2017. Vol. 59. No. 1. P. 65–98.
14. Згода Ю.Н., Семенов А.А. Высокопроизводительный расчет тонкостенных оболочечных конструкций с использованием параллельных вычислений и графических ускорителей // *Вычислительные Технологии*. 2022. Т. 27. № 6. С. 45–57.

Поступила 14.08.2023; принята к публикации 09.10.2023

Информация об авторе

Згода Юрий Николаевич – аспирант, Санкт-Петербургский государственный архитектурно-строительный университет (190005, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. 2-я Красноармейская, д. 4), тел. +7 (812) 575-05-49, e-mail: yurii.zgoda@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6714-500X>

ORIGINAL APPROACH TO GENERATION OF APPROXIMATION FUNCTIONS FOR HIGH-PERFORMANCE SHELL STRUCTURES SIMULATION

Yu.N. Zgoda

Saint Petersburg State University of Architecture and Civil Engineering, Saint Petersburg, Russia

Abstract: computer simulation of the stress-strain state of thin-walled shell structures using the Rayleigh-Ritz method requires selecting of approximation functions to substitute into the total potential deformation energy functional. This step transforms the variational problem to a multidimensional minimization problem. However, in contemporary shell modeling researches the choice of approximation functions is frequently approached casually. Meanwhile, employing specific methods for constructing approximation functions can significantly improve both the accuracy and performance of calculations. The purpose of this work is to develop original high-performance approaches to the generation of approximation functions in the context of thin-walled shell structures modeling using the Rayleigh-Ritz method. As part of the implementing this goal, two novel approaches to constructing approximation functions were proposed. The first approach is to sequentially increase the number of terms in the approximation functions. This offers researcher a more flexible tool for determining the accuracy and duration of the simulation. The second approach is to use a different number of approximation terms for different components of shell's stress-strain state. Both approaches were included into the author's high-performance shell modeling software, OptiShellX, and were tested on various calculation problems. The results of computational experiments have shown that these approaches can significantly reduce the duration of simulation without significant loss in accuracy. Also they allow to simplify the results' validation. The purposed methods are universal and can be implemented in almost any mathematical package or programming language

Key words: shells, approximation functions, Rayleigh-Ritz method, functional, variational problem, Julia

References

1. Zhang X., Li Z., Wang P., Pan G. "Experimental and numerical analyses on buckling and strength failure of composite cylindrical shells under hydrostatic pressure", *Ocean Engineering*, 2022, vol. 249, p. 110871.
2. Daniel J.J. "Scientific investigation on the stress minimization of the RC thin roof structures using Finite element method of analysis", *Materials Today: Proceedings*, 2021, vol. 45, pp. 6270–6276.
3. Petrov D.S., Semenov A.A. "Buckling analysis of an orthotropic cylindrical shell structure in the ANSYS Mechanical APDL software package", *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics (Nauchno-tehnicheskij vestnik informacionnyh tehnologij, mehaniki i optiki)*, 2023, vol. 23, no. 3, pp. 618–627.
4. Mellouli H., Jrad H., Wali M., Dammak F. "Meshless implementation of arbitrary 3D-shell structures based on a modified first order shear deformation theory", *Computers & Mathematics with Applications*, 2019, vol. 77, no. 1, pp. 34–49.
5. Faghieh Shojaei M., Ansari R. "Variational differential quadrature: A technique to simplify numerical analysis of structures", *Applied Mathematical Modelling*, 2017, vol. 49, pp. 705–738.
6. Semenov A. "Strength of Steel Shell Cylindrical Panels Reinforced with an Orthogonal Grid of Stiffeners", *Journal of Applied and Computational Mechanics*, 2022, vol. 8, no. 2, pp. 723–732.
7. Lu J., Yu C., Xu W., Chiu C. "Characteristic orthogonal polynomials-Ritz method for vibration behavior of functionally graded piezoelectric plates using FSDT", *Computers & Mathematics with Applications*, 2021, vol. 98, pp. 157–168.
8. Chai Y., Song Z., Li F. "Investigations on the aerothermoelastic properties of composite laminated cylindrical shells with elastic boundaries in supersonic airflow based on the Rayleigh–Ritz method", *Aerospace Science and Technology*, 2018, vol. 82–83, pp. 534–544.
9. Karpov V.V., Semenov A.A. "Refined model of stiffened shells", *International Journal of Solids and Structures*, 2020, vol. 199, pp. 43–56.
10. E W., Yu B. "The Deep Ritz Method: A Deep Learning-Based Numerical Algorithm for Solving Variational Problems", *Communications in Mathematics and Statistics*, 2018, vol. 6, no. 1, pp. 1–12.
11. Bakusov P. A., Semenov A. A. "Stability of toroidal shell segments at variation of a deflection angle", *PNRPU Mechanics Bulletin (Vestnik PNIPU. Mekhanika)*, 2017, no. 3, pp. 17–36.
12. Zgoda Iu.N. "OptiShellX – software for high-performance modeling of thin-walled shells" ("OptiShellX – programma dlja vysokoproizvoditel'nogo rascheta tonkostennyh obo-lochechnykh konstrukcij: computernaya programma"), copyright holder: Saint Petersburg State University of Architecture and Civil Engineering, certificate no. 2023612571, submitted 27.01.2023, revised 06.02.2023, bulletin no. 2, 2023, 118 KB.
13. Bezanson J., Edelman A., Karpinski S., Shah V.B. "Julia: A Fresh Approach to Numerical Computing", *SIAM Review*, 2017, vol. 59, no. 1, pp. 65–98.
14. Zgoda I.N., Semenov A.A. "High performance computation of thin shell constructions with the use of parallel computations and GPUs", *Computational technologies (Vychislitelnye tehnologii)*, 2022, vol. 27, no. 6, pp. 45–57.

Submitted 14.08.2023; revised 09.10.2023

Information about the authors

Yuriy N. Zgoda - Postgraduate Student, Saint Petersburg State University of Architecture and Civil Engineering, SPbGASU (4 2nd Krasnoarmeiskaya str., St Petersburg 190005, Russia), tel. +7 (812) 575-05-49, e-mail: yurii.zgoda@mail.ru, <https://orcid.org/0000-0001-6714-500X>

АЛГОРИТМИЗАЦИЯ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ ПРОИЗВОДСТВА АСФАЛЬТОБЕТОННЫХ СМЕСЕЙ

И.Н. Волков, В.Л. Бурковский

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: автомобильные дороги являются важной частью производственной инфраструктуры страны, поэтому развитие строительной индустрии в этой области является приоритетной задачей. Следует отметить, что внедрение средств автоматизации в технологические процессы строительства автомобильных дорог позволяет существенно повысить их качество и срок эксплуатации. Рассматриваются проблематика алгоритмизации управления технологическим процессом производства асфальтобетонных смесей, одной из существенных в дорожной строительной индустрии, а также структура системы управления. Технология производства асфальтобетонных смесей включает следующие этапы: подготовительный, основной и заключительный, в рамках каждого из которых осуществляются процессы, которые взаимосвязаны между собой. При этом требуется высокоточное обеспечение количества таких компонентов смеси, как песок, щебень, минеральный порошок, битум, а также различных химических добавок. В зависимости от значений различных количественных характеристик составляющих компонентов формируется разная по технологическим, общифизическим, химическим, теплофизическим, механическим и эксплуатационным свойствам асфальтобетонная смесь. Все это необходимо учитывать при создании эффективной структуры системы управления производством асфальтобетонных смесей в рамках средств алгоритмического обеспечения. Полученный материал может быть полезен для создания интеллектуальных средств управления технологическими процессами при производстве асфальтобетонных смесей

Ключевые слова: асфальтобетонная смесь, алгоритмизация технологических процессов, система управления, высокоточное дозирование, структурная схема алгоритма, контроль параметров

Введение

При увеличении транспортных средств и их нагрузок на дорогу требуется создание дорожных покрытий с высокими характеристиками, удовлетворяющими всем стандартам. Основными факторами эффективности по управлению производством асфальтобетонных смесей являются алгоритмизация технологических процессов и влияние структурных факторов.

В алгоритмизации имеется множество проблем. Для того чтобы повысить качество асфальтобетонных покрытий, нужно создать и внедрить технологические процессы на базе современных средств управления. Требуется разработать систему управления производством асфальтобетонной смеси для охвата всех задач: от управления оборудованием до управления качеством. Также важно обеспечить высокоточное дозирование всех компонентов.

Целью работы является алгоритмизация технологических процессов при производстве асфальтобетонной смеси и создание структуры системы управления данным процессом.

Формализованное описание технологических процессов производства асфальтобетонных смесей

Асфальтобетон — это материал, который получается в результате затвердевания битума и смеси минеральных веществ. Так как материал имеет искусственное происхождение, то он вырабатывается на современных асфальтобетонных заводах [1].

Самое важное при изготовлении данной смеси — это во время смешивания ингредиентов получить идеальную однородность, с правильной густотой и плотностью. Технология производства асфальтобетонной смеси состоит из нескольких этапов. Первый этап — подготовительный. Необходимо разработать состав смеси в лабораторных условиях. Затем, для получения точного состава, требуется предварительно отсортировать материалы. В завершении подготовительной части нужно сравнить количество материала, отпускаемое со склада, с лабораторными значениями. Второй этап — основной.

Материалы транспортируются к месту смешивания, а затем смешиваются все необходимые компоненты, и вплоть до укладки должна поддерживаться постоянная температура от 140 °С до 170 °С. При этом контролируются различные процессы: температура го-

товой смеси фиксируется при каждой отгрузке, качество асфальтобетонной смеси проверяется в лабораторных условиях, а при осмотре смесь должна выглядеть однородной и рыхлой. В заключительном этапе смесь загружается в специальный контейнер на хранение, и готовая смесь хранится при температуре 160-180 °С. Использовать полученный материал нужно в течение 4 суток, потому что после он начинает терять свои свойства.

Для того чтобы получилась плотная смесь, требуется правильная дозировка всех ее компонентов. Для определения доли щебня в асфальтобетоне требуется обратиться к ГОСТу 9128-2013[2], который рекомендует фактический полный остаток на сите 5 мм (разность между 100 и полным проходом на сите 5 мм). Для подсчета полный остаток на сите 5 мм (A_{ϕ}) назначается по середине между пределами полных остатков на данном сите. Количество щебня можно определить по формуле

$$D_{\text{щ}} = \frac{A_{\phi}}{A_{\text{зад}}} \quad , \quad (1)$$

где $D_{\text{щ}}$ — объемная доля щебня в смеси, %;

A_{ϕ} — фактический полный остаток на сите, %;

$A_{\text{зад}}$ — полный остаток на сите 5 мм в исходном щебне, %.

Дозировки минерального порошка должно быть столько, чтобы гарантировать необходимую степень структурирования битума в асфальтобетоне и в итоге обеспечить его прочность. Для этого используют сито с отверстием 0,071 мм. Через него проходит минеральный порошок, и фактический полный проход принимают по минимальному значению. На всех современных установках минеральный порошок дозируется в отдельном весовом дозаторе с погрешностью не более $\pm 1,5$ %. Вычисление проводят с помощью формулы [3]

$$D_{\text{мп}} = \frac{P_{\phi}}{P_{\text{зад}}} \quad , \quad (2)$$

где $D_{\text{мп}}$ — доля минерального порошка, %;

P_{ϕ} — фактический полный проход минерального порошка через сито 0,071 мм;

$P_{\text{зад}}$ — полный проход через сито 0,071 мм в исходном состоянии минерального порошка.

Для расчета доли песка требуется определить дозировку щебня и минерального порошка.

Так как сумма всех компонентов 100 %, то формула для расчета доли песка будет выглядеть так:

$$D_{\text{п}} = 100 - (D_{\text{щ}} + D_{\text{мп}}) \quad , \quad (3)$$

где $D_{\text{щ}}$ — объемная доля щебня в смеси, %;

$D_{\text{мп}}$ — доля минерального порошка, %;

$D_{\text{п}}$ — доля песка, %.

Дозировку битума можно определить по битумоёмкости минеральных зерен. Определяется удельная битумоёмкость каждой фракции минеральной смеси с учетом петрографической характеристики исходной горной породы щебня, песка и минерального порошка и пофракционной битумоёмкости этих пород по формуле

$$B = K \sum B_i P_i \quad , \quad (4)$$

где B_i — битумоёмкость фракции,

P_i — содержание фракции в смеси, в частях от целого;

K — коэффициент, зависящий от марки битума.

Контроль параметров

При приготовлении асфальтобетонной смеси в подготовительной части контролируют качество исходных материалов и точность дозирования компонентов. В основном этапе контролируют продолжительность перемешивания минеральных материалов с битумом, температуру смеси на выходе (должна быть 140-170 °С), соответствие смеси заданному составу. В заключительной части, уже после изготовления, контролируют его основные параметры: температуру готовой смеси, пористость, точность дозирования компонентов. Также оценивают по внешним признакам: цвет, однородность, равномерность распределения битума. На основе работы [4], самая важная часть — контроль степени уплотнения бетона. Для этого находят его плотность по формуле

$$\rho = \frac{M_{\text{аб}}}{V_{\text{аб}}} \quad , \quad (5)$$

где ρ — плотность готового асфальтобетона;

$M_{\text{аб}}$ — масса;

$V_{\text{аб}}$ — объем.

Плотность должна находиться в диапазоне от 2100-2700 кг/м³.

Также контролируют водонасыщение асфальтобетона. За величину водонасыщения образцов асфальтобетона принимают содержание воды (в % по объему) в образце при заданном режиме насыщения и находят по формуле

$$W = \frac{m_3 - m_0}{m_1 - m_2} * 100, \quad (6)$$

где m_1 — масса образца в воздухе;

m_2 — масса образца в воде;

m_3 — масса образца в воздухе после насыщения водой;

m_0 — масса сухого на воздухе.

Итоговое водонасыщение должно получиться не более 4,5 %.

По средней плотности и водонасыщению с ненарушенной структурой, стандартно уплотненных, судят о качестве уплотнения дорожных покрытий.

В зависимости от различных характеристик получается разная по технологическим, общифизическим, химическим, теплофизическим, механическим и эксплуатационным свойствам асфальтобетонная смесь [5]. Это изображено на рис. 1.

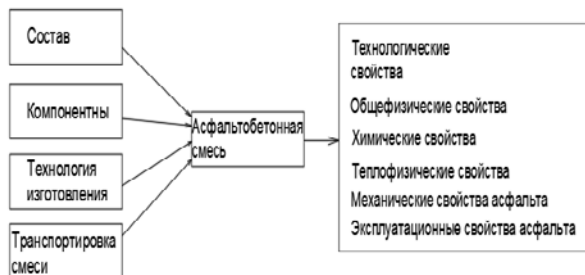


Рис. 1. Процесс формирования свойств асфальтобетонной смеси

Для алгоритмизации разработаны фирменные системы контроля. Как отмечается в работе [6], их физический смысл заключается в наличии функциональной зависимости степени уплотнения дорожного материала от его жесткости.

За последние годы существования идеи автоматизации производства асфальтобетонных смесей выполнены многочисленные экспериментальные исследования в России, США, Европе, Японии, Китае. Современные научные исследования направлены на повышение автоматизации производства асфальтобетона, а также на внедрение технологии ней-

ронных сетей. Важную роль в алгоритмизации занимает контроль плотности, поэтому на основе работ [7-9] была предложена функциональная схема системы непрерывного контроля плотности, изображенная в работе [10] и показанная на рис. 2,

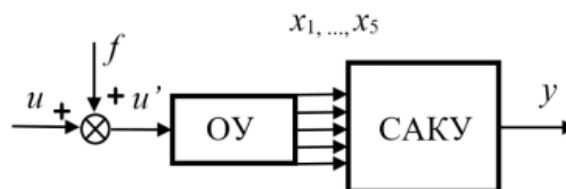


Рис. 2. Функциональная схема системы непрерывного контроля плотности

где u — регулируемый параметр объекта, изменение которого осуществляет оператор в зависимости от полученного значения плотности;

f — возмущение;

$u' = u + f$;

ОУ — объект управления;

y — объемная плотность асфальтобетонной смеси после прохода АУ;

x_1, x_2, x_3, x_4, x_5 — переменные на входе САКУ: идентификатор типа АБ-смеси, скорость движения асфальтоукладчика, максимальное усилие в толкателе трамбуемого бруса, частота ударов трамбуемого бруса, толщина уплотняемого слоя покрытия соответственно.

Структура системы управления процессом производства асфальтобетонных смесей

Технические средства и структуры систем управления технологическим процессом по производству асфальтобетонной смеси преодолели большой путь развития. В 1970-1980 годах были распространены релейно-контактные средства автоматизации. Эти устройства были предназначены для управления, контроля и регулирования параметров технологических процессов. Сейчас используются микропроцессорные системы управления. Распределенные контроллерные средства обычно опережают большую часть сетевых комплексов контроллеров по мощности и гибкости структуры, из этого следует, что опережают и по объему сложности выполняемых функций. Для построения структуры управления нужна схема алгоритма управления, которая создана на основе формализованного описания технологических процессов производства асфальтобетонных смесей и отображает ее основные этапы рис. 3.

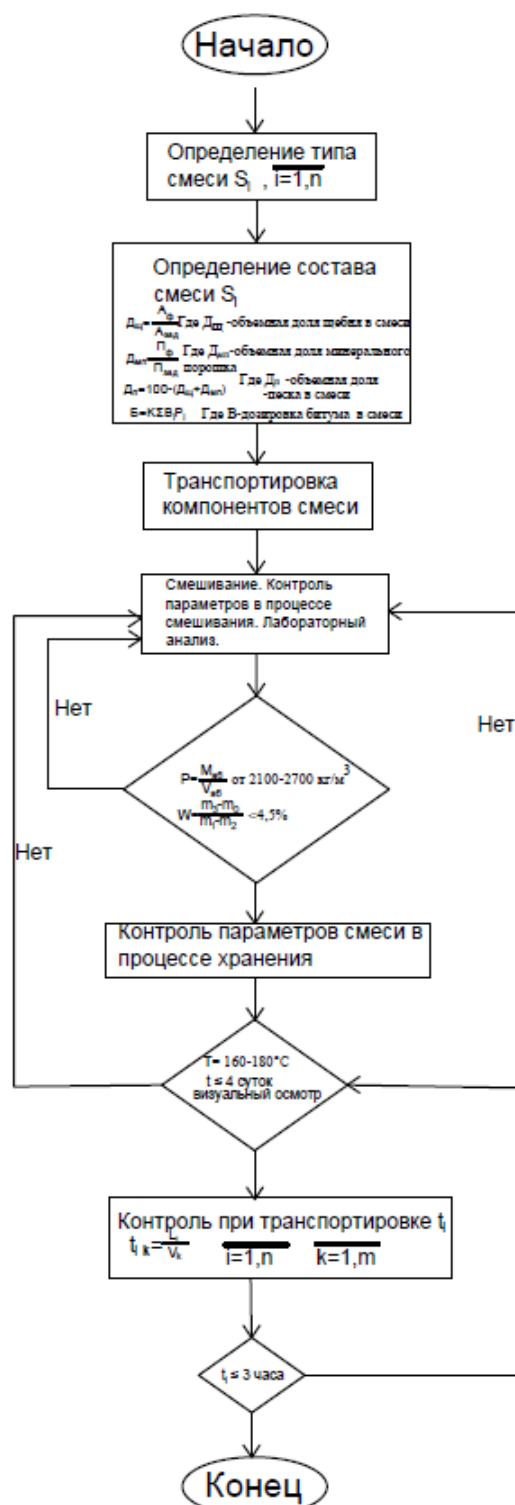


Рис. 3. Структурная схема алгоритма управления

Для того чтобы создать структуру системы по управлению процессом производства асфальтобетонной смеси, нужно рассмотреть огромное количество задач, которые представлены на рис. 4:

— задачи логико-программного управления;

— задачи обработки данных и введения баз данных;

— задачи цифрового управления;

— задачи управления качеством асфальтобетонной смеси;

— задачи сервисные задачи;

— задачи автоматизации работы.

На рис. 4 количество уровней выбрано условно, оно может быть больше трех. Более точно определить количество уровней можно после проведения алгоритмизации конкретных задач.

Также для создания структуры по управлению необходимо рассмотреть огромное количество вопросов, которые рассматриваются в работе [11]:

— вопросы по нагреву минеральных материалов, битума и готовой асфальтобетонной смеси;

— вопросы предварительного дозирования;

— вопросы автоматизации контроля материалов, приборов;

— рассмотрение баз данных и баз результатов;

— вопросы по рецепту смеси и свойству готового материала.

Также необходимо следить за оборудованием и формировать отчет [12]. Для правильного построения структуры системы по управлению асфальтобетонной смесью необходимо предусмотреть обмен данными на каждом уровне.

Для того чтобы разработать алгоритмизированную систему по управлению производством асфальтобетонной смеси, надо учесть несколько факторов. Нужно изучить все технологические процессы, а затем обратить внимание на взаимосвязь и обмен между уровнями и внутри уровней системы. На основе этого необходимо разработать модели процессов и систем управления, для каждого этапа подобрать критерии входа и выхода, чтобы в конце получить эффективную систему по производству асфальтобетонной смеси, качество которой определяется следующими параметрами [13]: например, свойствами исходных материалов, неполадками и ошибками в технологическом процессе, а также исправностью оборудования и др. Часть этих факторов возникает вне технологического процесса. В процессе организации управляющих воздействий на процесс производства асфальтобетонной смеси используется информация о состоянии процесса в данный момент. Эта информация получается после обработки полученных первичных преобразователей в измерительных системах и после ввода нужных перво-

начальных данных техническим персоналом. Правильность и своевременность внесения данных во многом определяют эффективность управления [14]. Существуют государственные нормативные документы, которые контролируют производство асфальтобетонной смеси, а также проверяют все нормы уже готовой продукции. Но они не решают задачу по управле-

нию технологическим процессом. В связи с этим нужно правильно оценить влияние каждого параметра технологического процесса на общий результат строительства автомобильной дороги. Важно, чтобы полученная асфальтобетонная смесь полностью отвечала всем государственным стандартам.

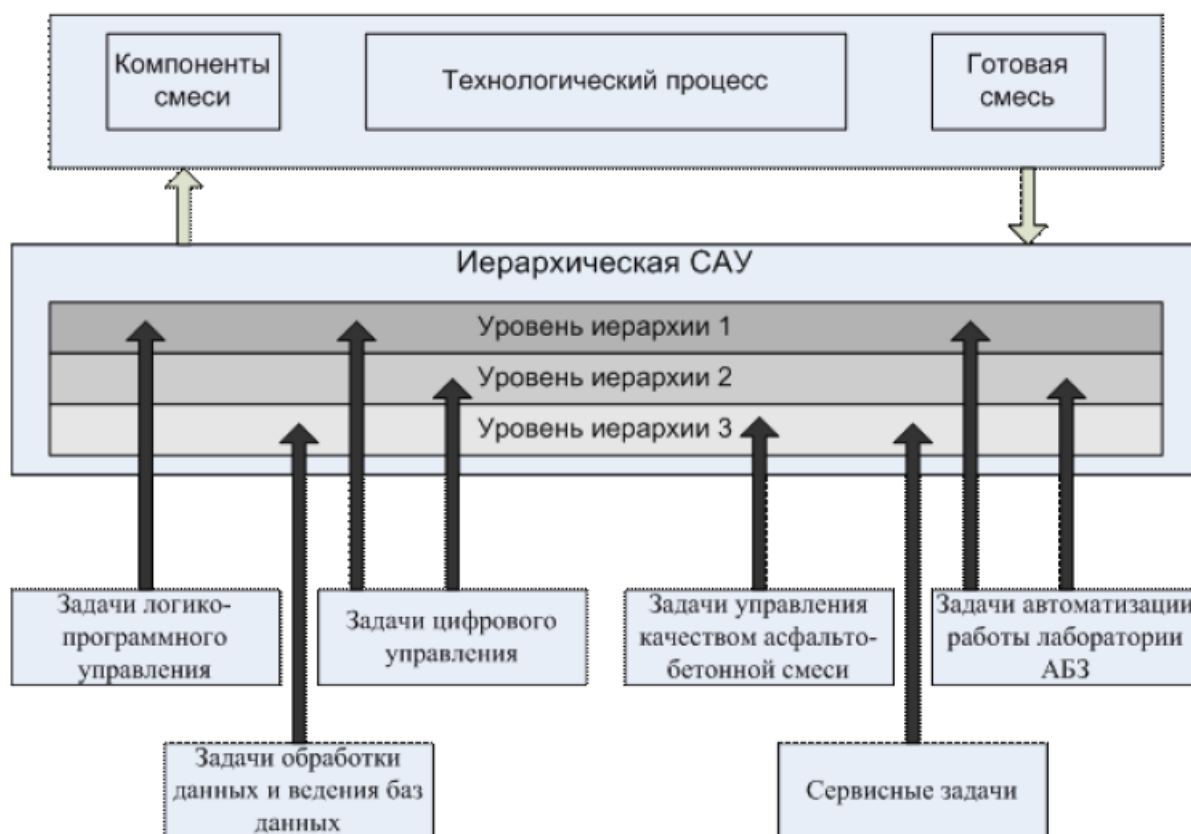


Рис. 4. Уровни задач управления технологическим процессом

Заключение

В статье приведена алгоритмизация управления технологическим процессом производства асфальтобетонной смеси. В первой части подробно описаны технологические процессы, изучен состав смеси и рассмотрены различные вариации приготовления, а также рассмотрены формулы по правильной дозировке компонентов. Во второй части подробно изучается структура системы управления процессом производства асфальтобетонных смесей. Все технологические процессы взаимосвязаны между собой и образуют собой иерархическую систему. Также рассмотрено огромное количество задач и вопросов, влияющих на нее. Изложенный в работе теоретический ма-

териал может быть использован для создания интеллектуальной системы по управлению технологическими процессами при производстве асфальтобетонных смесей. Создание данной интеллектуальной системы значительно сократит время и стоимость работ, а также повысит качество асфальтобетонного покрытия.

Литература

1. Технология производства асфальта. URL: <https://sds-sam.ru/tehnologiya-proizvodstva-asfalta/> (Дата обращения: 16.09.2023).
2. ГОСТ 9128-2013. Смесей асфальтобетонных, полимерасфальтобетонных, асфальтобетон, полимерасфальтобетон для автомобильных дорог и аэродромов. Технические условия. М.: Стандартинформ. 2019.
3. Абайдуллина Т.Н., Кудоманов М.В., Пахомов И.А. Проектирование состава асфальтобетона: методиче-

ские указания. Тюмень: РИЦ ФГБОУ ВПО ТюмГАСУ. 2015. 34 с.

4. Яромко В.Н. О совершенствовании методов оценки качества уплотнения асфальтобетона // Наука и техника в дорожной отрасли. 2015. № 2. С. 3–5.

5. Доценко А.И. Комплексная автоматизация производства асфальтобетонной смеси с учетом влияния факторов её транспортировки, укладки и уплотнения: автореферат. Московский институт коммунального хозяйства и строительства. Москва. 2005, 43 с.

6. Пудовкин А.Н. Структура задач иерархической системы управления производством асфальтобетонной смеси // Вестник Оренбургского государственного университета. № 10. 2011. С. 270–271.

7. Прокопьев А.П. Теоретические основы построения интеллектуальных систем управления уплотнением асфальтобетонных смесей // Современные наукоемкие технологии. 2022. № 10 (часть 1). С. 48–58.

8. Новый метод нейросетевой системы контроля уплотнения асфальтобетонных смесей / А.П. Прокопьев, Ж.И. Набижанов, Р.Т. Емельянов, В.И. Иванчура // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Сер.: Естественные и технические науки. 2021. № 9. С. 65–69.

9. Прокопьев А.П., Набижанов Ж.И. Нейросетевая система управления процессом уплотнения дорожных

материалов асфальтоукладчиками // Инженерный вестник Дона. 2021. № 10.

10. К вопросу создания системы непрерывного контроля уплотнения дорожных материалов для асфальтоукладчиков / А.П. Прокопьев, Ж.И. Набижанов, В.И. Иванчура, Р.Т. Емельянов // Программная инженерия. 2021. Т. 12. № 8. С. 413–419.

11. Прокопьев А.П. Применение технологии нейронечетких систем для управления плотностью асфальтобетонных смесей в процессе их укладки // Прикладная математика и вопросы управления. 2023. № 1. С. 48–60.

12. Бурковский В.Л., Волков И.Н. Проблематика управления технологическими процессами в дорожном строительстве // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 2. С. 15–20.

13. Цифровое регулирование параметров в системе автоматизированного управления производством асфальтобетонной смеси / А.Н. Пудовкин, Р.М. Халиков, Б.Г. Булатов, В.В. Соколова, И.В. Недосеко // Электротехнические и информационные комплексы и системы. 2021. Т. 17. № 3–4. С. 103–113.

14. Разработка принципов и методов управления рецептурой асфальтобетонной смеси на основе компьютерных моделей / Д.Н. Суворов, З.Л. Хакимов, Р.А. Гематудинов, З.Я.Я. Абдулаев // Вестник Московского автомобильно-дорожного государственного технического университета (МАДИ). 2010. № 4 (23). С. 114–120.

Поступила 23.06.2023; принята к публикации 09.10.2023

Информация об авторах

Волков Иван Николаевич – аспирант кафедры электропривода, автоматики и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел. +7 (908) 141-26-12, e-mail: ivan1900volkov@mail.ru; ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4196-5688>

Бурковский Виктор Леонидович – д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой электропривода, автоматики и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел. +7 (473) 243-77-20, e-mail: bvl@vorstu.ru

ALGORITHMIZATION OF TECHNOLOGICAL PROCESSES MANAGEMENT OF ASPHALT CONCRETE MIXTURES PRODUCTION

I.N. Volkov, V.L. Burkovsky

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: highways are an important part of the country's industrial infrastructure, so the development of the construction industry in this area is a priority. It should be noted that the introduction of automation tools into the technological processes of building roads can significantly improve their quality and service life. The article deals with the problems of algorithmization of the control of the technological process for the production of asphalt concrete mixtures, one of the most important in the road construction industry, as well as the structure of the control system. The technology for the production of asphalt concrete mixtures includes the following stages: preparatory, main and final, within the framework of each of which processes are carried out that are interconnected. This requires high-precision provision of the quantity of such mixture components as sand, crushed stone, mineral powder, bitumen, as well as various chemical additives. Depending on the values of various quantitative characteristics of the constituent components, an asphalt concrete mixture is formed that is different in terms of technological, general physical, chemical, thermophysical, mechanical and operational properties. All this must be taken into account when creating an effective structure for the control system for the production of asphalt concrete mixtures within the framework of algorithmic support. The material presented in the article can be useful for creating intelligent means of controlling technological processes in the production of asphalt concrete mixtures

Key words: asphalt concrete mixture, algorithmization of technological processes, control system, high-precision dosing, block diagram of the algorithm, control of parameters

References

1. "Asphalt production technology", available at: <https://sds-sam.ru/tehnologiya-proizvodstva-asfalta/> (accessed 16.09.2023)
2. GOST 9128-2013 "Asphalt concrete, polymer-asphalt concrete mixtures, asphalt concrete, polymer-asphalt concrete for highways and airfields" ("Smesi asfaltobetonnyye, polimerasfaltobetonnyye, asfaltobeton, polimerasfaltobeton dlya avtomobilnykh dorog i aerodromov. Tekhnicheskiye usloviya", Moscow, Standartinform, 2019.
3. Abaidullina T.N., Kudomanov M.V., Pakhomov I.A. "Design of asphalt concrete composition: methodological instructions" ("Proyektirovaniye sostava asfal'tobetona: metodicheskiye ukazaniya"), Tyumen, TyumGASU, 2015, 3 p.
4. Yaromko V.N. "On improving methods for assessing the quality of compaction of asphalt concrete", *Science and technology in the road industry (Nauka i tekhnika v dorozhnoy otrasli)*, 2015, no. 2, pp. 3–5.
5. Dotsenko A.I. "Integrated automation of the production of asphalt concrete mixture, taking into account the influence of factors of its transportation, laying and compaction" ("Kompleksnaya avtomatizatsiya proizvodstva asfal'tobetonnoy smesi s uchetom vliyaniya fakto-rov yeyo transportirovki, ukladki i uplotneniya"), diss. abstract. Moscow Institute of Public Utilities and Construction, Moscow. 2005, 43 p.
6. Pudovkin A.N. "Structure of tasks of the hierarchical control system for the production of asphalt concrete mixture", *The Bulletin of Orenburg State University (Vestnik orenburgskogo gosudarstvennogo universiteta)*, 2011, no. 10, pp. 270-271.
7. Prokopyev A.P. "Theoretical foundations for constructing intelligent control systems for the compaction of asphalt concrete mixtures", *Modern science-intensive technologies (Sovremennyye naukoemykiye tekhnologii)*, 2022, no. 10 (part 1), pp. 48-58
8. Prokopyev A.P., Nabizhanov Zh.I., Emelyanov R.T., Ivanchura V.I. "New method of a neural network system for monitoring the compaction of asphalt concrete mixtures", *Modern science: current problems of theory and practice. Ser. Natural and technical sciences (Sovremennaya nauka: aktualnyye problemy teorii i praktiki. Ser.: Yestestvennyye i tekhnicheskiye nauki)*, 2021, no. 9, pp. 65–69.
9. Prokopyev A.P., Nabizhanov Zh.I. "Neural network system for controlling the process of compacting road materials with asphalt pavers", *Engineering Bulletin of the Don (Inzhenernyy vestnik Dona)*, 2021, no. 10.
10. Prokopyev A.P., Nabizhanov Zh.I., Ivanchura V.I., Emelyanov R.T. "On the issue of creating a system for continuous monitoring of the compaction of road materials for asphalt pavers", *Software engineering (Programmnaya inzheneriya)*, 2021, vol. 12, no. 8, pp. 413–419.
11. Prokopyev A.P. "Application of neuro-fuzzy systems technology to control the density of asphalt concrete mixtures during their laying", *Applied mathematics and management issues (Prikladnaya matematika i voprosy upravleniya)*, 2023, no. 1, pp. 48–60.
12. Burkovsky V.L., Volkov I.N. "Problems of managing technological processes in road construction", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2023, vol. 19, no. 2, pp. 15-20.
13. Pudovkin A.N., Khalikov R.M., Bulatov B.G., Sokolova V.V., Nedoseko I.V. "Digital regulation of parameters in an automated control system for the production of asphalt concrete mixture", *Electrical and information complexes and systems (Elektrotekhnicheskiye i informatsionnyye komplekсы i sistemy)*, 2021, vol. 17, no. 3-4, pp. 103-113.
14. Suvorov D.N., Khakimov Z.L., Gematudinov R.A., Abdulaev Z.Ya.Ya. "Development of principles and methods for managing the formulation of an asphalt concrete mixture based on computer models", *The Bulletin of Moscow Automobile and Highway State Technical University (MADI) (Vestnik Moskovskogo avtomobil'no-dorozhnogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta (MADI))*, 2010, no. 4 (23), pp. 114-120.

Submitted 23.06.2023; revised 09.10.2023

Information about the authors

Ivan N. Volkov – Postgraduate Student, the Department of Electric Drive, Automation and Control in Technical Systems, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel. +7 (908) 141-26-12, e-mail: ivan1900volkov@mail.ru; ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0003-4196-5688>

Viktor L. Burkovsky – Dr. Sc. (Engineering), Professor, Head of the Department of Electric Drive, Automation and Control in Technical Systems, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel. +7(473) 243-77-20, e-mail: bvl@vorstu.ru

ОБ ОДНОМ ПОДХОДЕ К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ВЕЛИЧИНЫ ПОТРЕБЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ

С.А. Олейникова, К.А. Биденко, А.В. Малюгин

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается задача прогнозирования объема потребления электроэнергии для энергосетевых компаний на примере ООО «Донская Энергосетевая компания» («ДЭК»). Абонентам (физическим и юридическим лицам) прогноз почасового потребления необходим для понимания целесообразности использования именно данного тарифа или тех или иных мощностей. Руководство компании еще больше заинтересовано в прогнозе, поскольку наличие данной информации позволяет точнее оценивать требуемые объемы и минимизировать риски при принятии управленческих решений. Специфика предметной области, особенность факторов, влияющих на результат, а также анализ возможных подходов к прогнозированию позволили определить наилучший способ к оценке потребляемых мощностей. Он основывается на использовании аппарата искусственных нейронных сетей. Специфика задачи определила структуру сети: была предложена рекуррентная нейронная сеть с двумя скрытыми слоями, которая способна обучаться долгосрочным зависимостям. В результате решены следующие задачи: определены входные данные, которые будут оказывать влияние на объем потребления электроэнергии; осуществлена предобработка данных; спроектирована структура искусственной нейронной сети, позволяющей получить прогнозируемое значение; реализовано приложение, которое с использованием обученной нейронной сети позволяет предсказывать объем потребляемой электроэнергии

Ключевые слова: рекуррентная нейронная сеть, машинное обучение, искусственный интеллект, прогнозирование, объем потребляемой электроэнергии

Введение

Задача прогнозирования возникает в самых разных областях человеческой деятельности, поскольку от точности прогноза будет зависеть качество принимаемых управленческих решений. В связи с этим наличие математического аппарата, который может достаточно точно предсказать те или иные значения, весьма актуально с практической точки зрения.

В связи с практической значимостью существующей задачи как в этой, так и в других областях, в настоящее время разрабатываются все новые модели и алгоритмы ее решения. В частности, в [1] был описан результат прогнозирования аналогичной задачи, основывающийся на использовании аппарата искусственных нейронных сетей; в [2] решалась схожая задача прогнозирования потребления водных ресурсов и т.д.

Анализируя данные задачи в разных областях, можно сделать вывод, что используемые подходы при прогнозировании могут зависеть от практической области, в которой решается данная задача. В настоящее время извест-

ны следующие подходы к решению данной задачи [3, 4]:

- регрессионный анализ, позволяющий оценить степень влияния одной или нескольких переменных x на некоторый результат y ;
- метод опорных векторов (Support Vector Machine, SVM), который основан на построении гиперплоскости в многомерном пространстве, которая максимально разделяет объекты двух классов;
- Random Forest (случайный лес), основанный на идее построения множества деревьев решений и агрегирования их ответов;
- искусственные нейронные сети, которые способны выявлять сложные зависимости между входными и выходными параметрами, выполнять агрегирование и обобщение и решать самые разнообразные задачи в области искусственного интеллекта.

Настоящая работа посвящена решению задачи прогнозирования в области электроэнергетики. Прогноз потребления электроэнергии осуществляется для абонентов энергетических компаний и их владельцев с целью оптимизации при принятии решений о выборе того или иного тарифа или тех или иных мощностей.

Специфика предметной области, анализ факторов, влияющих на прогнозируемый результат, и исследование описанных выше методов применительно к данной задаче позволили выбрать в качестве основного подход, основанный на аппарате искусственных нейронных сетей. Среди множества архитектур были выбраны рекуррентные нейронные сети. Такие сети функционируют путем итерированного обновления скрытого состояния, что позволяет обрабатывать серии событий во времени.

В работе проанализированы факторы, влияющие на потребляемую мощность электроэнергии, выполнена предварительная обработка входных данных, спроектирована структура искусственной нейронной сети, проведено ее обучение, а также реализовано приложение, которое, основываясь на функционировании обученной сети, позволяет выполнить необходимый прогноз потребляемого объема электроэнергии.

1. Теоретический анализ

Рассматривается задача прогноза потребляемого объема электроэнергии за некоторый временной интервал. Данная задача актуальна как для собственников компаний по предоставлению соответствующих услуг, так и абонентам для оценки того или иного тарифа и объема потребляемых мощностей.

Данная задача относится к задачам регрессионного анализа. К сожалению, для решения подобных задач не существует метода, который был бы оптимальным для всех областей. В связи с этим необходимо выбирать тот или иной подход, исходя из специфики исходной информации.

Проанализируем существующие методы прогнозирования. Классическим подходом является использование линейной регрессии. Для данной задачи выходной вектор Y ищется как линейная комбинация известных входов X [5]:

$$Y = b_0 + b_1 X. \quad (1)$$

Коэффициенты b_0 и b_1 ищутся, как правило, с помощью метода наименьших квадратов.

К несомненным достоинствам такого подхода относится его простота. Однако, далеко не для всех зависимостей его целесообразно применять. В случае если зависимость Y от X не близка к линейной, использование метода приведет к существенным погрешностям.

Другим возможным подходом является использование деревьев принятия решений и

случайного леса. Каждый узел отдельного дерева представляет собой входную переменную и точку разделения этой переменной.

Выходная переменная, используемая для предсказания, описывается с помощью листовых узлов. К преимуществам данного подхода следует отнести хорошую обучаемость деревьев и отсутствие необходимости предварительной подготовки данных.

В случае отсутствия возможности обучения с учителем можно воспользоваться методом k ближайших соседей. Предсказание для новой точки осуществляется путем поиска k ближайших (с точки зрения используемой метрики) соседей и суммирования выходной переменной для этих точек.

Экспериментальные исследования показывают, что идея ближайших соседей может плохо работать с многомерными данными, что негативно скажется на эффективности алгоритма при решении задачи.

Еще одним методом, который в первую очередь используется для решения задач классификации, но также может применяться для прогнозирования, является метод опорных векторов [6]. Это метод машинного обучения, основная идея которого заключается в построении разделяющей гиперплоскости, выступающей в качестве поверхности решений, максимально разделяющей положительные и отрицательные примеры из обучающего множества. Она будет определяться с помощью формулы

$$a(\vec{x}) = \text{sign}(\sum_{i=1}^n w_i x_i - b), \quad (2)$$

где $\vec{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ – вектор значений признаков объекта, а $\vec{w} = (w_1, w_2, \dots, w_n)$ и b – параметры гиперплоскости.

К несомненным преимуществам метода опорных векторов относятся хорошая обобщающая способность, способность работать с большим количеством признаков, а также эффективность при работе с большим объемом данных.

В качестве недостатков метода необходимо отметить сложности в выборе подходящего ядра, которые могут привести к переобучению, а также определенные трудности, возникающие в интерпретации результатов. Кроме того, анализ исходных данных позволяет сделать вывод о том, что исходная структура не будет являться линейно разделимой. В связи с этим метод опорных векторов может быть менее эффективен, чем другие методы машинного обучения.

В случае если в наличии имеется обучающая выборка (множество входных и выходных значений, подлежащих исследованию), одним из эффективных инструментов решения регрессионных задач являются искусственные нейронные сети [7]. Одно из главных преимуществ нейронных сетей перед другими алгоритмами заключается в возможности ее обучения путем нахождения весовых коэффициентов связей между нейронами. Кроме того, нейросетевая регрессия имеет преимущество нелинейности (в дополнении к сложности), которую можно ввести с сигмоидной и другими нелинейными функциями активации ранее в нейронной сети.

Рассмотрим принцип функционирования нейронных сетей [7]. На вход подается сигнал, представляющий из себя предварительно обработанный вектор (как правило) числовых значений. Нейронные сети также работают с изображениями, однако, в результате предварительной обработки на вход в этом случае подается матрица пикселей. Далее сигналы передаются на внутренний слой с помощью связей (синапсов) и попадают на каждый из нейронов данного слоя. Значение на входе каждого нейрона будет определяться суммированием произведений значения входа на вес синапса. После этого значение обрабатывается с помощью так называемой активационной функции, которая подбирается для нейрона в зависимости от специфики решаемой задачи. Получается некоторое обработанное значение на выходе нейрона, которое передается дальше по сети. На рис. 1 представлен фрагмент нейронной сети, состоящей из единственного нейрона.

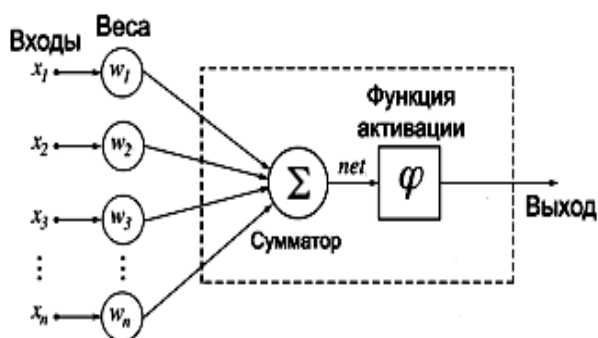


Рис. 1. Пример работы нейрона

В нейронных сетях количество нейронов в скрытом слое в большинстве случаев несколько; кроме того, сеть чаще всего содержит к тому же несколько слоев. Количество слоев и нейронов, как правило, подбирают экспериментально, чтобы с одной стороны, была возмож-

ность обучить сеть, а с другой – не было бы ошибки переобучения.

Таким образом, посредством анализа всех подходов к решению задачи был выбран подход, основанный на использовании искусственных нейронных сетей.

2. Предварительный анализ и обработка данных

Решение задачи прогнозирования с помощью аппарата нейронных сетей включает в себя следующие этапы:

- предварительный анализ данных;
- собственно прогноз;
- получение результатов прогнозирования и их анализ.

Для обучения с учителем важнейшую роль играет выборка, позволяющая осуществлять процесс обучения. Вся выборка должна быть разделена на обучающую и тестовую. Как правило, она делится в пропорции 70-80 % на 20-30 %. Поскольку результаты прогнозирования будут апробированы и внедрены в деятельность компании ООО «ДЭК», то в качестве исходных данных взяты имеющиеся у данной компании показатели за последние два года для разных абонентов. Такой выбор позволит повысить качество прогноза, поскольку обучение будет проходить на данных, которые были зафиксированы в конкретной компании.

Предварительный анализ заключается в определении факторов, влияющих на результат прогноза и их начальную обработку. Проанализировав специфику задачи, удалось определить факторы, которые влияют на величину потребляемой мощности. К ним можно отнести следующие:

- временные часовые периоды;
- дата;
- сезонность;
- будний день или выходной;
- тип объекта потребления;
- смена.

Кроме того, чрезвычайно важными для прогноза являются показания синоптиков. Однако, к сожалению, такие данные у компании отсутствуют. Поэтому прогноз строится по имеющимся значениям.

Как было отмечено ранее, данные для обучения были взяты у компании ООО «ДЭК». Описанные выше сведения хранятся в ООО «ДЭК» в виде *.xml- файла. Его структура представлена на рис. 2.

```

<?xml version="1.0" encoding="WINDOWS-1251" st
<message number="1" version="2" class="80020">
- <datetime>
  <timestamp>20230410163443</timestamp>
  <daylightsavingtime>0</daylightsavingtime>
  <day>20230301</day>
</datetime>
- <sender>
  <inn>3625010135</inn>
  <name>ООО "ДЭК"</name>
</sender>
- <area>
  <inn>3625010135</inn>
  <name>ООО ДЭК</name>
  - <measuringpoint serial="36005578" name=
    <measuringchannel code="01" desc="nc
  - <measuringchannel code="02" desc="nc
    - <period end="0030" start="0000">
      <value>124</value>
    </period>
    - <period end="0100" start="0030">
      <value>124</value>
    </period>
    - <period end="0130" start="0100">
      <value>124</value>
    </period>
    - <period end="0200" start="0130">
      <value>124</value>
    </period>
    - <period end="0230" start="0200">
      <value>123</value>
    </period>
    - <period end="0300" start="0230">
      <value>124</value>
    </period>
    - <period end="0330" start="0300">
      <value>123</value>
    </period>
    - <period end="0400" start="0330">
      <value>123</value>

```

Рис. 2. Структура xml-файла

Для работы необходимо преобразовать данную структуру в формат, приемлемый для дальнейшей работы. К такому формату относится, в частности, формат csv.

После предобработки и приведения всех категорий данных в целочисленные шкалы получим следующий результат (рис. 3).

Таким образом, выявлены факторы, влияющие на результат прогноза, и выполнена их предварительная обработка.

Следующим этапом является нормализация данных. Анализ поступающих и результирующих значений показал наличие категориальных признаков (сезонность и т.п.), небольших числовых значений (смена и т.д.) и относительно больших числовых значений (временные часы и т.д.).

A1					0000,0030,0,0,001,1,124
	A	B	C	D	E
1	0000,0030,0,0,001,1,124				
2	0030,0100,0,0,001,1,124				
3	0100,0130,0,0,001,1,124				
4	0130,0200,0,0,001,1,124				
5	0200,0230,0,0,001,1,123				
6	0230,0300,0,0,001,1,124				
7	0300,0330,0,0,001,1,123				
8	0330,0400,0,0,001,1,123				
9	0400,0430,0,0,001,1,125				
10	0430,0500,0,0,001,1,126				

Рис. 3. Фрагмент преобразованного csv – файла

Для использования таких разнородных данных их предварительно необходимо привести к единому диапазону (нормировать). Нормализация нужна, чтобы исключить дополнительное влияние на нейрон значений, имеющих больший диапазон изменения. Нормализация выполнялась согласно формуле

$$y_{\text{норм}} = d_1 + \frac{(x_{\text{вход}} - x_1)(d_2 - d_1)}{x_2 - x_1}. \quad (3)$$

Здесь:

- $x_{\text{вход}}$ – значение, поступающее на вход (которое требуется нормализовать);
- $[x_1, x_2]$ – диапазон изменения данного значения;
- $[d_1, d_2]$ – диапазон, в который требуется перевести данное значение.

3. Проектирование структуры нейронной сети

Спроектируем структуру сети, позволяющую осуществлять прогноз потребления электроэнергии. Среди множества структур был выбран формат рекуррентных сетей. Такой выбор был основан на том, что рекуррентные сети наилучшим образом приспособлены для предсказания значений по имеющемуся набору входных данных [8].

Входной слой фактически был определен набором факторов, описанных ранее. Поэтому необходимо:

- определить количество скрытых слоев;
- определить число нейронов в каждом скрытом слое;
- определить функцию активации в каждом скрытом слое.

Каждая из этих характеристик в той или иной степени определяется опытным путем.

В результате экспериментов по выбору типа нейронной сети между GRU (Gated Recurrent Units - управляемые рекуррентные блоки) и LSTM (Long short-term memory - долгая краткосрочная память) была выбрана сеть с GRU, так как данный метод показал наилучшие результаты, и среднеквадратическая ошибка прогнозирования оказалась ниже [8].

Опишем структуру данной нейронной сети. Как было отмечено ранее, на вход сети подается 6 предварительно обработанных числовых значений (дата, сезонность и т.д.).

Модель состоит из четырех слоев GRU. С учетом специфики этой сети были определены следующие активационные функции:

- в качестве функции активации на скрытых слоях целесообразно выбрать гиперболический тангенс (который по умолчанию используется в GRU);

- в качестве функции активации на выходном слое выбрана сигмоида (которая по умолчанию используется в GRU).

Далее экспериментальным путем было определено число нейронов в каждом слое. В данном случае были получены следующие значения:

- входной слой – 6 нейронов;
- первый слой – 128 нейронов;
- второй слой – 64 нейрона;
- третий слой – 32 нейрона;
- четвертый слой – 256 нейронов;
- выход – 1 нейрон.

На рис. 4 приведена архитектура полученной нейронной сети.

Сеть будет обучена для 100 эпох с размером партии 32.

Таким образом, спроектирована структура нейронной сети, которая будет использоваться для предсказания значений потребляемой электроэнергии. Результат представлен на рис. 4.

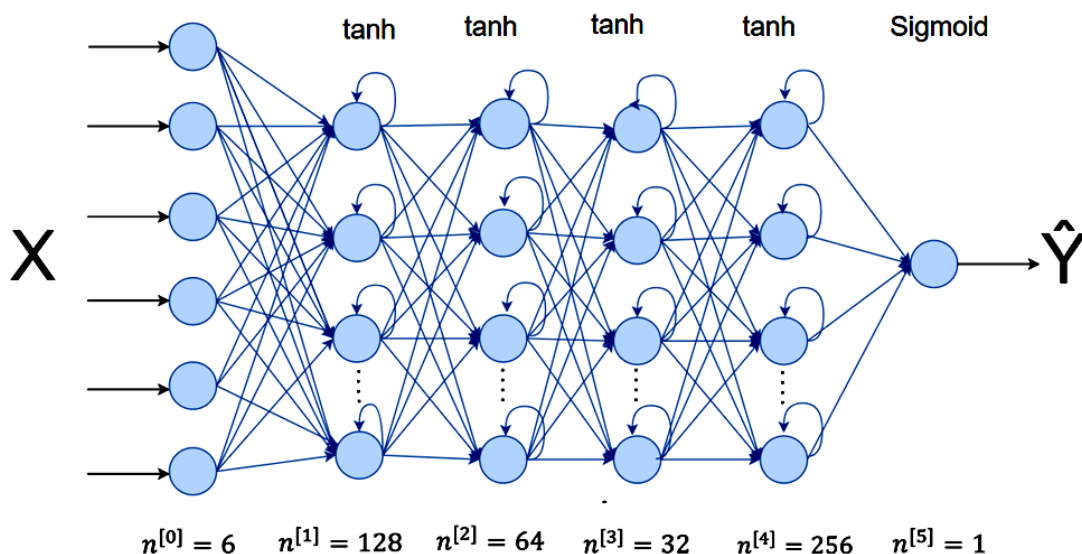


Рис. 4. Структура нейронной сети

4. Результаты прогнозирования

Для получения результатов прогноза с помощью спроектированной нейронной сети было реализовано программное средство, позволяющее по исходным данным, хранящимся в базе, получать прогноз для данного абонента на выбранный период. Приложение реализовано в среде Python. Для построения прогноза была выбрана библиотека Keras [9]. Keras – это библиотека для языка программирования Python,

которая предназначена для глубокого машинного обучения.

Приложение состоит из двух глобальных подсистем: подсистемы предобработки данных и подсистемы планирования. Подсистема предобработки предназначена для решения следующих задач:

- импорта данных из макета XML;
- преобразования данных в *.csv файл;
- нормализации и последующей предобработки данных.

Подсистема планирования решает следующие задачи:

- проектирование нейронной структуры сети;
- разделение данных на обучающую и тестовую выборки и, собственно, обучение сети;
- тестирование результатов прогнозирования;
- визуализация результатов прогнозирования.

Для работы подсистема планирования использует библиотеку Keras. В частности, были использованы следующие методы:

- `sequential()` – создать модель нейронной сети, состоящей из последовательности слоев;
- `model.add(Dense(<кол-во нейронов>, <входной слой>, <активационная функция>)` – добавляет слой, состоящий из заданного числа нейронов с заданной активационной функцией;

- `compile(<ошибка>, <оптимизатор>)` – определяет функцию оптимальности и заданным уровнем ошибки для обучения;
- `fit(<вход>, <выход>, <кол-во эпох>)` – обучает сеть согласно выбранному ранее критерию по заданной выборке на заданном числе эпох.

Предварительно сеть была обучена на имеющихся в компании данных. Для обучения было выбрано 100 эпох. В результате получено приложение, позволяющее выполнять результаты прогнозирования для разных абонентов. В приложении можно указать период прогнозирования и получить график, на котором показаны данные для обучения и данные для теста (рис. 5).

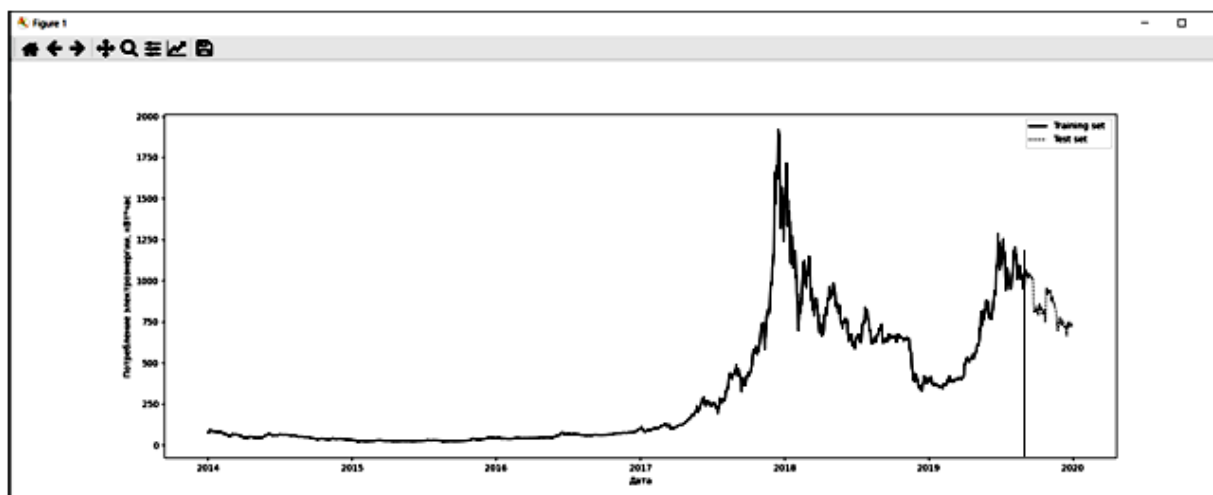


Рис. 5. Результаты прогнозирования

Здесь непрерывной линией (до вертикальной отметки) обозначена обучающая выборка; пунктирной линией – тестовые данные. Период прогноза выбран 120 дней.

Далее можно выбрать прогноз и получить график. На рис. 6 приведены результаты прогноза для трубного завода «Профиль-Акрас» на 4 месяца. На графике непрерывной линией показаны реальные данные (они отмечены цифрой 1) и пунктирной линией данные, спрогнозированные сетью после обучения (им соответствует цифра 2).

Среднеквадратическая ошибка в прогнозе вычисляется в программе. Для представленного примера она составила 56.1603080973158 кВт*ч.

Таким образом, разработана программная реализация нейронной сети, позволяющая осуществлять прогноз потребления электроэнергии. Особенностью является использование при прогнозе нейронной сети GRU, состоящей из четырех внутренних слоев и спроектированной с помощью методов библиотеки Keras.

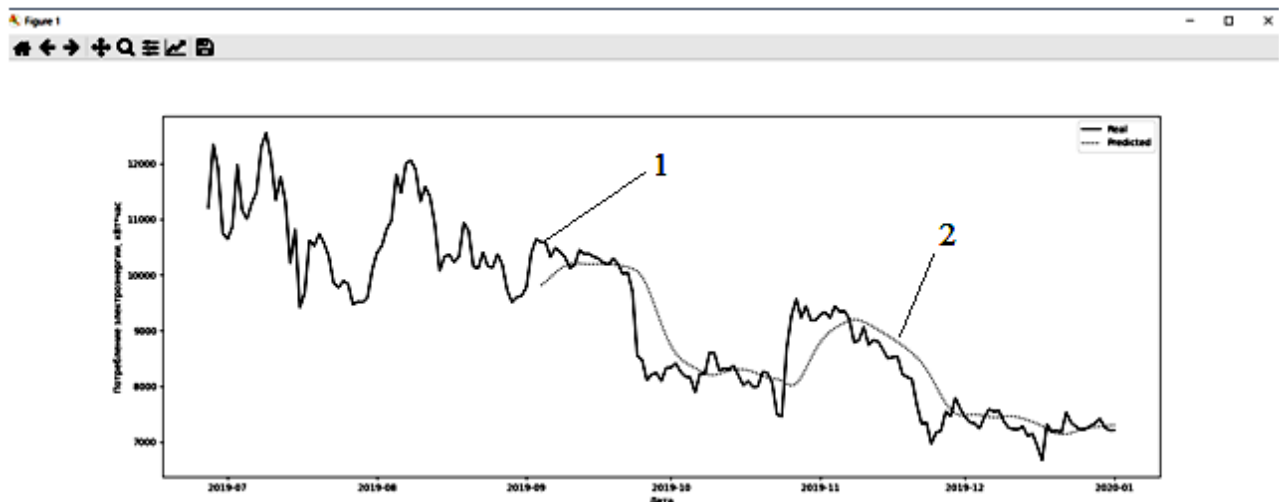


Рис. 6. Прогноз для трубного завода «Профиль-Акрас»

Выводы

Целью данной работы являлась разработка инструментария для прогнозирования значений потребления электроэнергии для энергосетевых компаний. Были получены следующие результаты:

- проанализированы существующие подходы к решению задачи, в результате чего выбран инструментарий искусственных нейронных сетей;
- спроектирована структура нейронной сети (определено число слоев, число нейронов в каждом слое; выбраны активационные функции);
- выполнена программная реализация прогнозирования на базе искусственных нейронных сетей в среде Keras.

Литература

1. Использование рекуррентных сетей для прогнозирования потребления электроэнергии / С.Л. Подваль- ный, М.А. Лихотин, А.В. Михайлулов, А.К. Донских //

Вестник Воронежского государственного технического университета. 2022. Т. 18. № 3. С. 45-50.

2. Применение математических моделей и алгоритмов при планировании прогнозирования потребления водных ресурсов / В.В. Мокшин, А.В. Спиридонова, Г.В. Спиридонов // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2021. Т. 17. № 4. С. 57-64.

3. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А. Глубокое обучение; пер. с англ. А. А. Слинкина. 2-е изд., испр. М.: ДМК Пресс, 2018. 652 с.

4. Келлехер Дж.Д. Глубокое обучение. Самый краткий и понятный курс. М.: Эксмо, 2022. 160 с.

5. А. Мюллер, С. Гвидо. Введение в машинное обучение с помощью Python. Режим доступа: <http://shop.oreilly.com/product/0636920030515.do>

6. Китова О.В., Колмаков И.Б., Пеньков И.А. Метод машин опорных векторов для прогнозирования показателей инвестиций // Статистика и Экономика. 2016. № 4. С. 27-30.

7. Траск Э. Грожаем глубокое обучение. СПб.: Питер, 2019. 352 с.

8. Плас Дж. Ваднер. Python для сложных задач: наука о данных и машинное обучение. СПб.: Питер, 2018. 576 с.

9. Джули А., Пал С. Библиотека Keras - инструмент глубокого обучения. Реализация нейронных сетей с помощью библиотек Theano и TensorFlow. М.: ДМК-Пресс, 2019. 296 с.

Поступила 12.09.2023; принята к публикации 11.10.2023

Информация об авторах

Олейникова Светлана Александровна – д-р техн. наук, профессор кафедры автоматизированных и вычислительных систем, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: s.a.oleynikova@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-0333-2313>

Бидненко Ксения Алексеевна – магистрант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: ksushab36@mail.ru

Малюгин Алексей Владимирович – магистрант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: malyugin.lesha@yandex.ru

ABOUT ONE APPROACH TO SOLVING THE PROBLEM OF FORECASTING THE AMOUNT OF ELECTRICITY CONSUMPTION USING MACHINE LEARNING METHODS

S.A. Oleynikova, K.A. Bidnenko, A.V. Malyugin

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the work is devoted to solving the problem of forecasting the volume of electricity consumption for energy grid companies using the example of LLC «DEK». Subscribers (individuals and legal entities) need a forecast of hourly consumption to understand the advisability of using a particular tariff or certain capacities. The company's management is even more interested in this forecast, since the availability of this information makes it possible to more accurately assess the required volumes and minimize risks when making management decisions. The specifics of the subject area, the characteristics of the factors influencing the result, as well as the analysis of possible approaches to forecasting made it possible to determine the best way to estimate power consumption. It is based on the use of artificial neural networks. The specifics of the problem determined the structure of the network: a recurrent neural network with two hidden layers was proposed, which is capable of learning long-term dependencies. As a result, the following tasks were solved: input data that will influence the volume of electricity consumption was determined; data preprocessing was carried out; the structure of an artificial neural network has been designed to obtain the predicted value; an application has been implemented that, using a trained neural network, allows you to predict the amount of electricity consumed

Keywords: recurrent neural network, machine learning, artificial intelligence, forecasting, amount of electricity consumed

References

1. Podvalny S.L., Likhotin M.A., Mikhaylusov A.V., Donskikh A.K. "Using recurrent networks to predict electricity consumption", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2022, vol.18, no 3, pp. 45-50.
2. Mokshin V.V., Spiridonova A.V., Spiridonov G.V. "Application of mathematical models and algorithms for the water sources consumption planning and forecasting", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2021, vol.17, no. 4, pp. 57-64.
3. Goodfellow I., Bengio Yo., Courvill A. "Deep Learning" ("Glubokoye obucheniye"), trans. from Eng., Moscow, DMK Press, 2018, 652 p.
4. Kelleher J. "Deep Learning. Moscow. The shortest and most understandable course" ("Glubokoye obucheniye. Samyy kratkiy i ponyatnyy kurs"), Moscow, Eksmo, 2022, 160 p.
5. Muller A., Guido S. "Introduction to Machine Learning with Python", available at: <http://shop.oreilly.com/product/0636920030515.do>
6. Kitova O.V., Kolmakov I.B., Penkov I.A. "Support vector machine method for predicting investment measures", *Statistics and Economics (Statistika i Ekonomika)*, 2016, no. 4, pp. 27-30.
7. Trask A. "Grokking Deep Learning" ("Grokayem glubokoye obucheniye"), Saint Petersburg, Piter, 2019, 352 p.
8. Vander Plas J. "Python for complex problems: data science and machine learning" ("Python dlya slozhnykh zadach: nauka o dannykh i mashinnoye obucheniye"), Saint Petersburg, Piter, 2018, 576 p.
9. Julie A., Pal S. "Keras library - a deep learning tool. Implementation of neural networks using the Theano and TensorFlow libraries" ("Biblioteka Keras - instrument glubokogo obucheniya. Realizatsiya neyronnykh setey s pomoshchyu bibliotek Theano i TensorFlow"), Moscow, DMK-Press, 2019, 296 p.

Submitted 12.09.2023; revised 11.10.2023

Information about the authors

Svetlana A. Oleynikova – Dr. Sc. (Technical), Professor, Department of Automated and Computing Systems, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: s.a.oleynikova@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-0333-2313>

Ksenia A. Bidnenko – Master's Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia) e-mail: thenochnaya@mail.ru

Alexey V. Malyugin – Master's Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: malyugin.lesha@yandex.ru

ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ МОБИЛЬНОГО РОБОТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ QR-КОДА

А.В. Каляшина, Л.Ф. Фаткуллина

Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А.Н. Туполева – КАИ, г. Казань, Россия

Аннотация: выполнена программная реализация управления движением мобильного робота с использованием QR-кода. Цель исследования – обеспечение автономного движения мобильного робота по пути следования с препятствиями, с использованием алгоритмов движения, основанных на информации с сенсорных устройств и QR-кодах. Предварительно был проведен анализ существующих алгоритмов движения мобильных роботов, отражены их достоинства и недостатки. Для достижения цели была разработана структурная схема мобильного робота, которая демонстрирует связь контроллера с внешними устройствами сбора информации и управления движением. Получение сигналов и их предварительная обработка проведены сенсорными устройствами – инфракрасными и ультразвуковыми датчиками и акселерометром. В качестве аппаратной части для моделирования выбран Tetrix, для программной реализации – микроконтроллер National Instrument myRIO, среда разработки – LabVIEW. Разработан алгоритм построения траектории движения робота по заданному маршруту с использованием QR-кода, который позволяет считывать закодированную информацию сканером. QR-код необходим, прежде всего, для определения направления движения на перекрестках. При проведении экспериментов использованы две карты местности с разными траекториями движения. Реализованы различные варианты движения робота – прямо, поворот налево, поворот направо. Благодаря реализации алгоритма обеспечено точное следование мобильного робота к заданной конечной точке в условиях складского помещения. Вопрос навигации решен с помощью карты черных линий, которая формирует сеть возможных маршрутов. Экспериментальные результаты получены в условиях инженерного полигона

Ключевые слова: мобильный робот, складская логистика, сенсорные устройства, микроконтроллер, алгоритм движения, QR-код

Введение

Планирование маршрута движения мобильного робота решает проблему поиска назначенного пути до нужного пункта назначения. Для передвижения мобильных роботов на производстве (например, для складских роботов) достаточно часто используются QR-коды. Как правило, маршрут движения представляет собой последовательность точек (перекрестков и поворотов), которые робот должен проехать для достижения конечного пункта.

Для определения пути следования обычно применяются системы машинного зрения. Машинное зрение – способ получения информации, основанный на автоматизированном анализе изображений. Системы машинного зрения чаще всего применяют для контроля промышленных товаров, используя цифровые и интеллектуальные камеры, а также программное обеспечение, которое обрабатывает полученное изображение.

Штриховой код (штрихкод, QR-код) – это закодированная графическая информация в виде последовательных черных и белых полос

или точек. Штрихкод предоставляет возможность считывать информацию сканером, инструментом для вывода зашифрованных данных.

Принцип работы построения маршрута с помощью QR-кода заключается в следующем:

- 1) информация поступает на блок расшифровки для последующего анализа;
- 2) распознавание типа кодировки QR-кода. Для этого используются самые крайние позиции точек;
- 3) поэтапное считывание каждой точки, (0 – не закрашенная точка, 1- закрашенная точка);
- 4) составляется бинарный код;
- 5) блок расшифровки выдает результат считанной информации.

Необходимо разработать систему, которая позволит мобильному роботу определить следующую точку или поворот на основе информации, закодированной в QR-кодах.

Входными данными являются изображения, содержащие QR-коды, полученные с помощью камеры, установленной на мобильном роботе.

Выходными данными является информация о следующей точке или повороте, которые

робот должен пройти для достижения конечного пункта назначения.

Рассмотрим аппаратное и программное обеспечение для реализации задачи.

Аппаратная и программная платформа для реализации задачи

В данном научном исследовании была реализована задача моделирования движения мобильного робота в условиях складского помещения по разным маршрутам, которые содержат перекрестки и повороты.

Для проведения экспериментов была использована мобильная робототехническая платформа на базе конструктора Tetrrix. На платформе установлены:

- два инфракрасных (ИК) датчика (перед началом движения датчики должны всегда устанавливаться с внешней и внутренней стороны черной линии) [1,2]. ИК необходимы для обеспечения движения вдоль черной линии;

- ультразвуковой датчик (УЗ). УЗ используется в качестве датчика приближения, для поиска препятствий и определения расстояний до найденных объектов [1,2];

- акселерометр необходим для отслеживания перемещения мобильного робота по карте.

При передвижении робота по маршруту вдоль черной линии необходимо учитывать из-

менение показаний обоих ИК-датчиков. Для этого рассмотрим основные ситуации, которые могут произойти при прохождении маршрута [1,3].

1 ситуация. Оба датчика видят диапазон серого цвета и находятся над черной и белой поверхностью — это штатная ситуация. Линия находится между датчиками, робот должен ехать прямо.

2 ситуация. Если левый датчик расположен над светлой поверхностью, а правый датчик — над темной, значит, робот заехал правым колесом на линию. Роботу необходимо выровнять свое положение с помощью пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД) регулятора, чтобы линия опять оказалась между датчиками.

3 ситуация. Если левый датчик оказался над черной поверхностью, а правый — над белой, то для выравнивания необходимо использовать ПИД регулятор.

4 ситуация. Если оба датчика над темной поверхностью, то робот должен обратиться к данным, которые были получены путем сканирования QR-кода, и принять решение: повернуть налево, повернуть направо или проехать прямо.

Логика при программировании движения робота в разных ситуациях представлена на рис. 1.

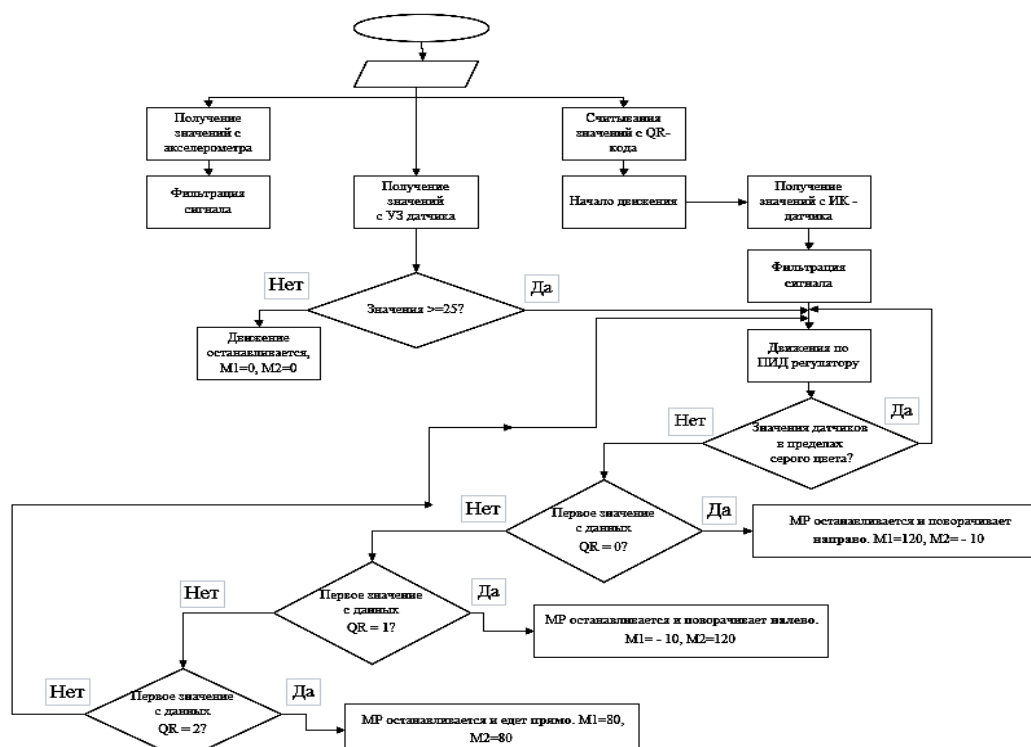


Рис. 1. Алгоритм движения робота в разных ситуациях

Для реализации алгоритма выбраны следующие аппаратные и программные средства:

1) микроконтроллер компании National Instrument myRIO;

2) среда разработки:

— платформа графического программирования LabVIEW;

— FPGA Module — создание программы с синхронными и асинхронными параллельными циклами, которые выполняются на аппаратном уровне и обеспечивают детерминированный по времени сбор и анализ данных [6];

— Robotics Module — решение аппаратного и программного обеспечения для проектирования робототехнических платформ;

— Vision Development Module — модуль разработки для решения задач машинного зрения и обработки изображений для систем реального времени;

— Vision and Motion Processing — библиотека для получения и обработки изображений, распознавание образов, текста и поиска объектов;

— Digital Filter Design Toolkit — для разработки цифровых фильтров [5,6];

— Signal Processing Toolse — модуль для вывода характеристик реальных сигналов, имеет компоненты для разработки цифровых

фильтров и спектрального анализа высокого разрешения;

LabVIEW FPGA модуль — это программный модуль, позволяющий создавать программы для контроллера на базе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) с синхронными и асинхронными циклами. Данные циклы выполняются на нижнем уровне [6].

Нижний уровень состоит из микроконтроллера, который управляет сигналами с моторов и датчиков.

В качестве верхнего уровня используется компьютер для реализации обработки данных, поступающих с нижнего уровня, а также на верхнем уровне реализуется фильтрация сигналов акселерометра.

Разработка программы QR-кода

QR-код необходим для определения направления движения робота на перекрестках (рис. 2, а и рис. 2, б). На рис. 2, а изображен QR-код для первого маршрута движения (табл. 1), на рис. 2, б — для второго маршрута движения (табл. 2). В QR-кодах заложены логические значения, необходимые для движения мобильного робота по маршруту (табл. 1, табл. 2) [7,8,4].



а



б

Рис. 2. QR-код для двух маршрутов

Мобильный робот перед началом движения при помощи web-камеры считывает QR-код, затем полученные значения используются на перекрестках по следующему алгоритму:

1) робот считывает одним или двумя ИК-датчиками значения, диапазон которых указывает, что необходимо остановиться на перекрестке;

2) робот обращается к данным, полученным с QR-кода, и значениям, расположенным в таблице, с помощью которых робот понимает свое местоположение.

На рис. 3 изображена программа работы QR-кода.

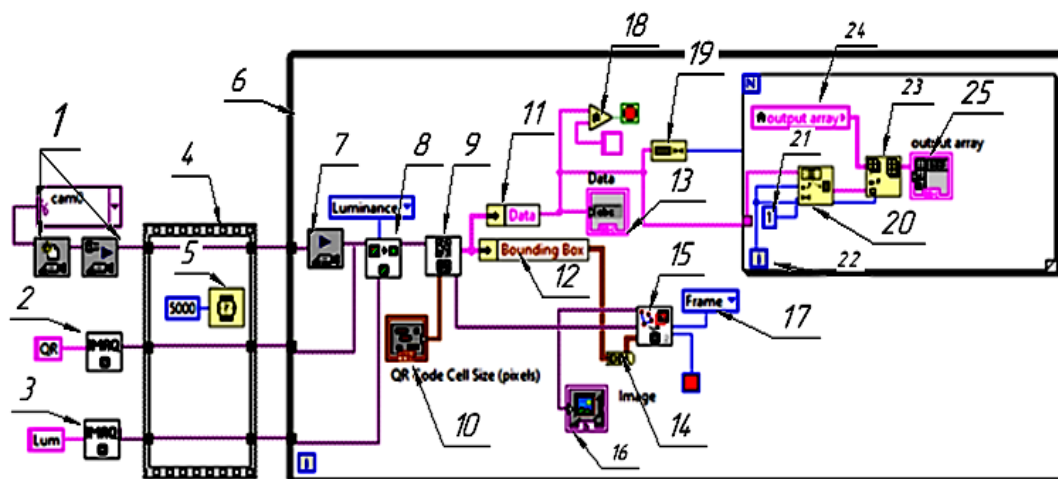


Рис. 3. Программа для считывания значений с QR-кода

Обозначения на рис. 3:

(1) — Session In, который указывает, с какой камеры считывать значения, и Image Configure Grab — настраивает и запускает сбор данных области захвата, захват выполняет сбор, который непрерывно зацикливается.

После того, как инициализированы изображения, программе нужно указать, что за изображение — для этого используются временные ячейки памяти (2,3), в которых указывается имя изображений, первый QR, второй LUM.

(4) — создается структура плоской последовательности для того, чтобы объединить все выполненные действия и дать программе зафиксировать область QR-кода, для этого используется флаг ожидания (5) в течение 5000 миллисекунд.

Программа будет находиться в цикле (6) — это необходимо для того, если камера плохо считывает QR-код, она смогла заново повторить свои действия. В цикл необходимо снова поместить Image Configure Grab, т.к. программа будет получать видеопоток, изображение будет обрабатываться в режиме реального времени.

(8) — Extract из Color Utilitas необходим для определения принципа передачи изображения в блоке распознавания. Далее в готовом алгоритме Image QR Code (9), где еще указы-

вается контроллер Code Cell Size (10) в пикселях, в последующем здесь будут задаваться размеры QR-кода. Так как данные по умолчанию выходят в виде кластера, используется Unbundle By Name — с помощью Bounding Box (12) определяются границы QR-кода, Data (11), необходимо создать индикатор (13), в котором будут конечные выходные данные. Так как данные выходят в ненужном формате, используется (14) — конверсия, блок IMAQ overlay multiple (15) выделяет QR-код в Image (16), в (17) происходит выбор: закрашивать QR-код полностью или взять его в рамку.

Блок (18) сравнивает значения, если QR-код был считан, то программа останавливается, если нет, то действия переходят в начало.

В String length (19) полученные данные возвращаются по длине количество символов (байт) в строку. В For Loop выполняется поддиаграммы n-раз, где $n=1$ (21), которое указывает в итерации (22). String Subset (20) возвращает подстроку данные (19), начиная со смещения. Insert Inter Array (23) перемещает массив из (20) в массив в столбце (25). (24) необходим для дальнейшей связи полученных значений с вопросом проезда на перекрестке мобильного робота.

Вывод результатов показан на рис. 4.

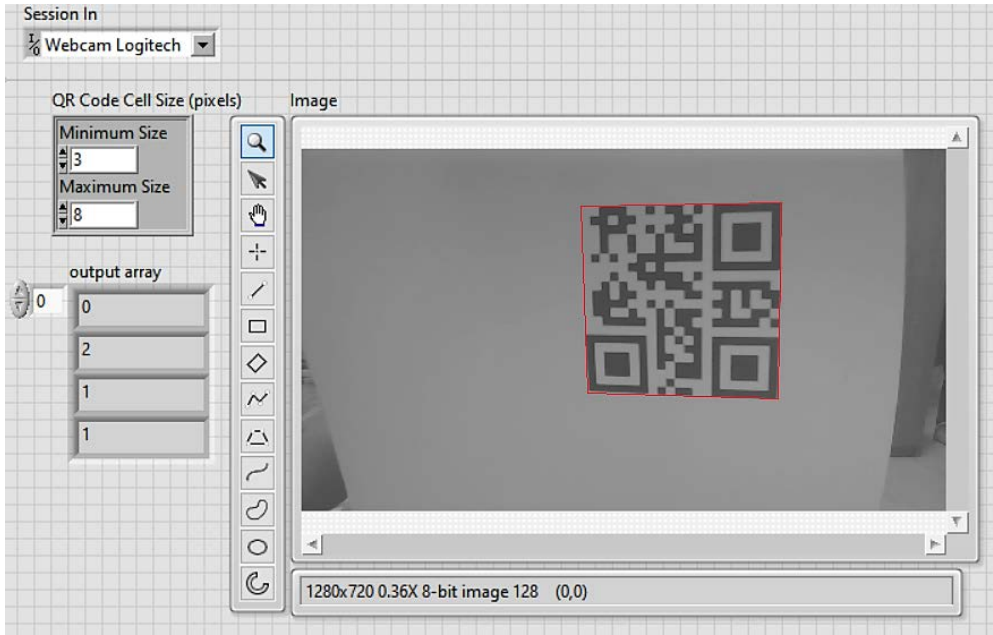


Рис. 4. Лицевая панель программы и вывод значений

Формирование движения по маршруту следования

При формировании движения по маршрутам следования должна быть известна карта местности [4], на которой обозначаются начало и окончание маршрута, позиции перекрестков и препятствия, ограничивающие проезд (табл. 1, табл. 2). В исследовании были рассмотрены два маршрута движения, выбор зависит от считанных значений с QR-кода.

На рис. 5 представлена реализация программы движения мобильного робота по маршрутам следования.

Таблица 1

Маршрут № 1

№ позиции	Логика	Поворот
1	0	Налево
2	2	Прямо
3	1	Направо
4	1	Направо

Таблица 2

Маршрут № 2

№ позиции	Логика	Поворот
1	2	Прямо
2	0	Налево
3	2	Прямо

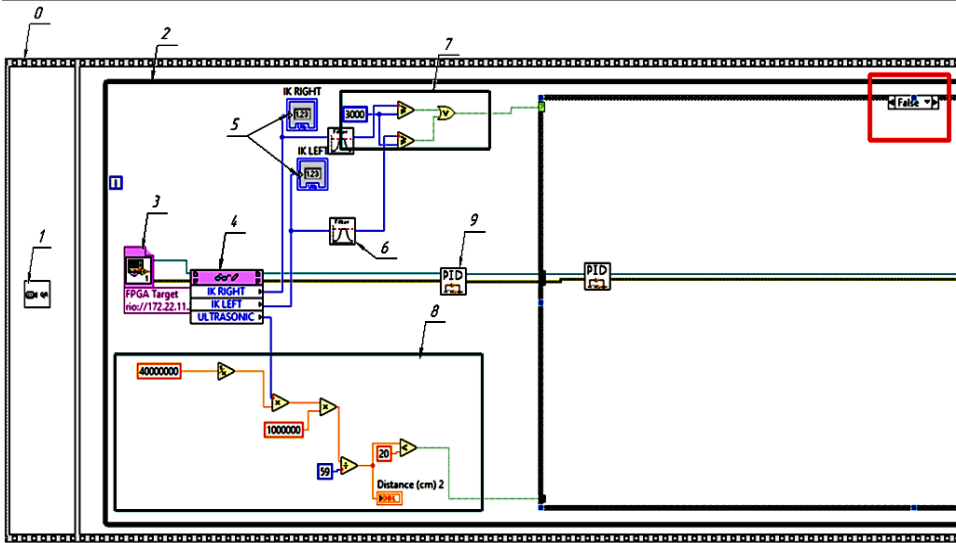


Рис. 5. Программа маршрута следования

0 – структура с плоской последовательностью необходима для того, чтобы действия выполнялись последовательно, а не одновременно.

Перед началом движения робот считывает значения с QR-кода.

Далее создается цикл для выполнения основного движения.

В файле FPGA создана программа, с помощью которой управляются моторы, считываются значения датчиков. Программа движения создается на уровне микроконтроллера и для получения данных мы обращаемся к файлу FPGA (3,4), который находится на нижнем уровне.

Для того чтобы проконтролировать, какие значения робот считывает при начале движения, выносятся индикаторы (5) неотфильтрованных значений ИК-датчика, которые считываются единожды. Данные с инфракрасных датчиков фильтруются (6). Затем для определения положения робота на перекрестке необходимо выполнять условие (7) на протяжении всего движения по ПИД регулятору (9). На нижнем уровне значения ИК датчиков > 3000 (граничные значения, при которых датчики

видят черный цвет), при любом случае программа переходит в цикл, но с условием: если ложь — продолжается движение по ПИД регулятору (9), если истина, то программа переходит в цикл TRUE [3,6].

Также параллельно происходит считывание данных с ультразвукового датчика и выполнение условия (8). Если расстояния < 20 , то робот останавливается, если больше — продолжает движение.

В коде программы для считывания УЗ используется быстрая петля в 40 МГц, для быстрого считывания сигналов. УЗ подключен к коннектору и высчитывает количество тиков. Затем возвращает значения счетчиков свободного хода в указанных единицах измерения и сравнивает полученные значения. В конце цикла выводятся значения на лицевую панель с помощью индуктора.

После того как программа переходит в цикл с условием TRUE, она обращается к считанным из программы QR-кода данным с помощью локальной переменной, и кластер преобразовывает их в массив, чтобы значения считывались поочередно [3, 6].

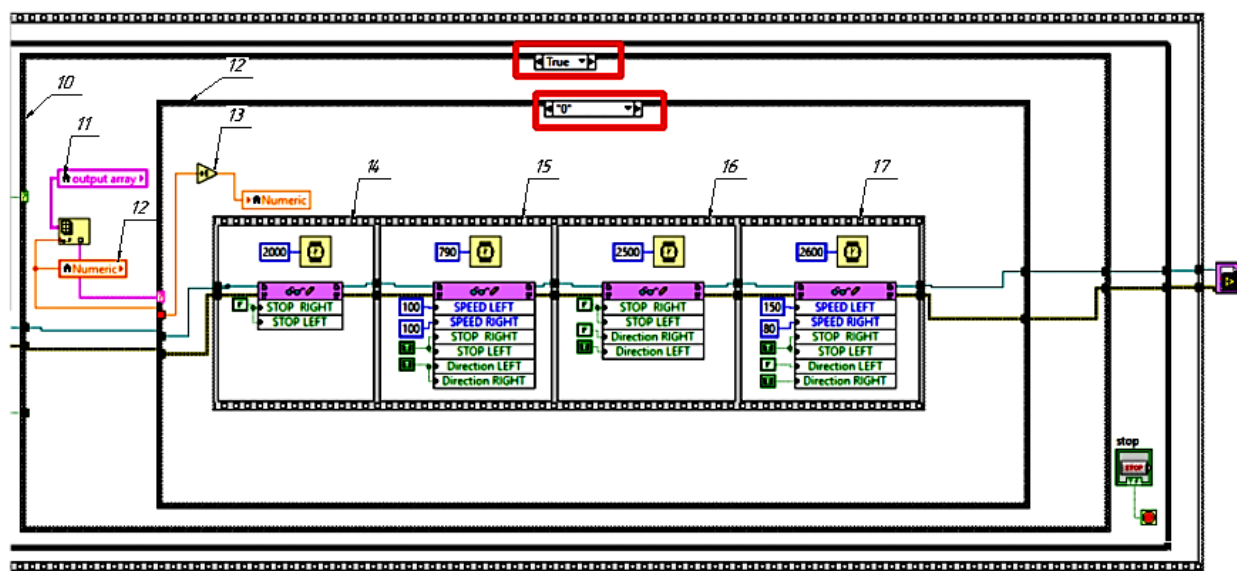


Рис. 6. Продолжение программы маршрута следования. Поворот налево - 0

На рис. 6 представлена программа реализации поворота налево. Создается структура с последовательными действиями, в которой первое действие — это остановка движения (14) на протяжении 2000 миллисекунд. Затем для того, чтобы повернуть прямо на линию и не переехать ее, роботу необходимо отъехать немного

назад (15), расстояние движения в обратном направлении указывается не в миллиметрах, а во времени, так как в проекте не предусмотрены энкодеры. (16) — реализация поворота. После выполнения поворота, для предотвращения появления ошибки, которая может привести к неисправности предохранителя, робот останавливается (17).

ливается (17) на 2600 миллисекунд и только потом вновь начинает цикл (2).

Программа поворота направо аналогична, но с учетом необходимости задавать большую скорость левому колесу

Выполнение программы без ошибок и возникновения препятствий будет до тех пор, пока все данные, считанные с QR-кода, не будут использованы.

Результаты исследования

При тестировании программы движения робота по заданному маршруту был выявлен ряд технических ошибок и проблем, решение которых описано в табл. 3.

Таблица 3

Описание проблем при тестировании

Возникающая проблема	Решение
Мобильный робот (МР) долго обрабатывает значения и тем самым немного проезжает перекресток	Проблема была решена следующим образом: когда робот доезжал до перекрестка, то останавливался и немного проезжал назад
Робот габаритный, трудность при крутых поворотах	Данная проблема решилась, когда разрешилась ситуация выше
Тестирование движения робота происходила во время дневного освещения — из-за этого в разный период освещения робот мог считывать пограничные значения и проезжать перекрестки либо выполнять действия, приняв, что предыдущее действие завершилось. При разном освещении разные значения — из-за этого приходилось подбирать разные коэффициенты для поворота робота	Проблема была устранена с помощью фильтрации шумов ИК-датчиков. Поступали значения, благодаря которым тестирование было облегчено

Заключение

Результаты данного научного исследования:

1) подобраны аппаратное и программное обеспечения мобильного робота для проведения экспериментов и тестирования разработанных программ;

2) разработан алгоритм движения и прохождение маршрута МР;

3) разработана программа для считывания QR-кода с заданными маршрутами;

4) разработана программа маршрута следования МР при различных ситуациях на перекрестках (поворот налево/направо и проезд прямо). Движение мобильного робота происходит при параллельном считывания ИК и УЗ датчиков.

Литература

1. Информационное обеспечение траектории движения мобильного робота в ограниченном пространстве / А.В. Кляшина, Т.С. Евдокимова, Л.Ф. Фаткуллина, Д.З. Валиева // Вестник МГТУ «Станкин». 2021. № 4 (59). С. 74-79.

2. Система позиционирования и идентификации мобильной робототехнической платформы в ограниченном и открытом пространстве / Т.С. Евдокимова, А.А. Синодкин, Л.О. Федосова, М.И. Тюриков. Нижний Новгород: НГТУ им. Р.Е. Алексеева, 2018. № 2(121).

3. Динамика, моделирование, управление мобильными роботами / В.Е. Павловский, В.В. Евграфов, В.В. Павловский, Н.В. Петровская // Искусственный интеллект и принятие решений. 2009. № 2.

4. Павлов А.С. Методика планирования траектории движения группы мобильных роботов в неизвестной замкнутой среде с препятствиями // Системы управления, связи и безопасности. 2021. № 3. С. 38-59.

5. Каляшина А.В., Евдокимова Т.С., Ерхов В.Ю. Разработка расширения конфигурации специального программного обеспечения // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2022. Т. 18. № 4. С. 50-56.

6. Федосов В.П., Нестеренко А.К. Цифровая обработка сигналов в LabVIEW: учеб. пособие / под ред. В.П. Федосова. М.: ДМК Пресс, 2007. 456 с.

7. Сафиуллин Р.Н., Морозов Е.В., Беликова Д.Д. Система автоматической идентификации транспортного средства с использованием QR-кода // Вестник гражданских инженеров. 2020. № 2. С. 195-201.

8. Ковалёв А.И. QR-коды, их свойства и применение // Молодой ученый. 2016. № 10 (114). С. 56-59.

Поступила 08.06.2023; принята к публикации 09.10.2023

Информация об авторах

Каляшина Анна Викторовна — канд. техн. наук, доцент кафедры лазерных и аддитивных технологий, Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ (420111, Россия, г. Казань, ул. К. Маркса, 10); тел. +7 (927) 459 85 41; e-mail: anna_vik@mail.ru

Фаткуллина Лиана Фаилевна — магистрант кафедры системы информационной безопасности, Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ (420111, Россия, г. Казань, ул. К. Маркса, 10); тел. +7 (927) 032 05 06; e-mail: l.fatkullina@bk.ru

SOFTWARE IMPLEMENTATION OF MOBILE ROBOT MOTION CONTROL USING QR CODE

A.V. Kalyashina, L.F. Fatkullina

Kazan National Research Technical University – KAI, Kazan, Russia

Abstract: this study is devoted to the software implementation of motion control of a mobile robot using a QR code. The purpose of the study is to provide autonomous movement of a mobile robot along a path with obstacles, using movement algorithms based on information from sensory devices and QR codes. Previously, an analysis of the existing algorithms for the movement of mobile robots was carried out, their advantages and disadvantages were reflected. To achieve the goal, a block diagram of a mobile robot was developed, which demonstrates the connection of the controller with external devices for collecting information and controlling movement. Signals were received and their preliminary processing was carried out by sensor devices - infrared and ultrasonic sensors and an accelerometer. Tetrax was chosen as the hardware for modeling, the National Instrument myRIO microcontroller for software implementation, and LabVIEW for the development environment. An algorithm has been developed for constructing the trajectory of the robot along a given route using a QR code, which allows reading the encoded information with a scanner. The QR code is necessary, first of all, to determine the direction of traffic at intersections. During the experiments, two maps of the area with different trajectories of movement were used. Implemented various options for the movement of the robot - straight, turn left, turn right. Thanks to the implementation of the algorithm, the exact following of the mobile robot to a given end point in a warehouse environment is ensured. The issue of navigation is solved with the help of a map of black lines, which forms a network of possible routes. The experimental results were obtained under the conditions of an engineering test site

Keywords: mobile robot, warehouse logistics, sensory devices, microcontroller, motion algorithm, QR code

References

1. Kalyashina A.V., Evdokimova T.S., Fatkullina L.F., Valieva D.Z. "Information support for the trajectory of a mobile robot in a confined space", *The Bulletin of MSTU "Stankin" (Vestnik MGTU "Stankin")*, 2021, no. 4 (59), pp. 74-79.
2. Evdokimova T.S., Sinodkin A.A., Fedosova L.O., Tyurikov M.I. "System for positioning and identification of a mobile robotic platform in a limited and open space", *The Scientific Works of NSTU-Nizhny Novgorod (Nauchnyye trudy NGTU - Nizhniy Novgorod)*, 2018, no. 2 (121).
3. Pavlovsky V.E., Evgrafov V.V., Pavlovsky V.V., Petrovskaya N.V. "Dynamics, modeling, control of mobile robots", *Artificial intelligence and decision making (Iskusstvennyy intellekt i prinyatiye resheniy)*, 2009, no. 2.
4. Pavlov A.S. "Method of planning the trajectory of a group of mobile robots in an unknown closed environment with obstacles", *Control Systems, Communications and Security (Sistemy upravleniya, svyazi i bezopasnosti)*, 2021, no. 3, pp. 38-59. DOI: 10.24412/2410-9916-2021-3-38-59.
5. Kalyashina A.V., Evdokimova T.S., Erkhov V.Yu. "Development of special software configuration extension", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2022, vol.18, no. 4, pp. 50-56.
6. Fedosov V.P., Nesterenko A.K. "Digital signal processing in LabVIEW: textbook" ("Tsifrovaya obrabotka signalov v LabVIEW: ucheb. Posobiye"), ed. by Fedosov V.P., Moscow, DMK Press, 2007, 456 p.
7. Safiullin R.N., Morozov E.V., Belikova D.D. "System of automatic vehicle identification with the use of QR code", *The Bulletin of Civil Engineers (Vestnik grazhdanskikh inzhenerov)*, 2020, no.2, pp.195-201.
8. Kovalev A.I. "QR codes, their properties and application", *Young Scientist (Molodoy uchenyy)*, 2016, no. 10 (114), pp. 56-59.

Submitted 08.06.2023; revised 09.10.2023

Information about the authors

Anna V. Kalyashina – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Department of Laser Technologies, Kazan National Research Technical University (10 K. Marxa str., Kazan 420111, Russia), tel. +7 (927) 459 85 41; e-mail: anna_vik@mail.ru

Liana F. Fatkullina – Master's student, Department of General Security, Kazan National Research Technical University (10 K. Marxa str., Kazan 420111, Russia), tel. +7 (927) 032 05 06; e-mail: l.fatkullina@bk.ru

ПРИМЕНЕНИЕ АКТИВНОЙ МЕТАПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ КОДИРОВАНИЯ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ

Е.А. Ищенко¹, Ю.Г. Пастернак¹, В.А. Пендюрин², С.М. Фёдоров^{1,3}

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²АО НПП «Автоматизированные системы связи», г. Воронеж, Россия

³Международный институт компьютерных технологий, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается конструкция антенны с активной метаматериальной поверхностью, которая используется для кодирования информации. Конструкция базируется на основе узконаправленных планарных антенн Уда-Яги, которые излучают линейно поляризованные волны, что позволяет управлять характеристиками сигналов на основе коэффициента поляризационных потерь. На основе влияния коэффициента поляризационных потерь, а также путем выполнения коммутации слоев метаматериала удастся обеспечить передачу данных с учетом дополнительного кодирования и шифрования. На основе предложенной конструкции была сформирована антенна с четырьмя излучателями, каждый из которых имеет различный угол наклона, который обеспечивает рассогласование поляризаций при неверном расположении, а также с метаповерхностью, которая блокирует излучение информации для кодов, которые не используются в момент передачи. Особенностью предлагаемой конструкции является возможность формирования модулированных поляризацией сигналов с кодами 00, 01, 10, 11. Такая конструкция обеспечивает дополнительное шифрование с возможностью перестановок разных комбинаций в размере 24 позиций. Благодаря реализации этой конструкции было показано, что задействование конструкции данного типа позволяет использовать динамически перестраиваемые метаповерхности для шифрования данных в системах их передачи. Такая система позволяет повысить защищенность данных, благодаря использованию комбинации метаматериала, который выступает в роли мета-ключа, а также направлений поляризации антенн на основе угла наклона векторов поляризации волн

Ключевые слова: метаматериал, шифрование данных, поляризация, поляризационное кодирование

Введение

Использование метаматериалов позволяет обеспечить реализацию новых антенных систем, а также обеспечить управление характеристиками электромагнитных волн. Благодаря возможности управления характеристиками электромагнитных волн метаматериалы могут быть использованы в задачах шифрования и криптографирования данных. Особенностью таких систем является не только возможность повысить защищенность данных, но также и создание физически реализуемых криптоключей, которые сложны во взломе и в подборе кодовой комбинации.

На текущий момент существуют научные работы, которые рассматривают планарные метаповерхности для обеспечения кодирования информации в оптическом и терагерцовом диапазоне волн. В работах [1, 2] авторы используют метаповерхности для создания интеллектуальных систем связи терагерцовых и

оптических диапазонов. Благодаря использованию такой конструкции удастся значительно повысить безопасность связи, а также обеспечить криптографирование системы. В работе [3] предлагается аналогичная система, которая используется для кодирования монохромных дисплеев путем формирования активной метаповерхности. Благодаря тому, что единичные ячейки метаматериала могут иметь два режима (включенный и выключенный), создается кодирование с логическими обозначениями «0» и «1», при этом особенностью такой системы является возможность добавления дополнительных поверхностей-ключей, которые повышают криптографическую стойкость системы.

В работе [4] авторы предлагают использовать систему передачи данных на основе криптоключей, которые формируют метаповерхности, однако особенностью работы является использование дополнительной цифровой кодировки, что позволяет обеспечить помехозащищенное кодирование при передаче изображений, которые выступали в роли информации.

Авторами было показано, что ошибка в пару бит при выборе ключа, а также малое смещение поляризации приводит к невозможности расшифровки передаваемого изображения, что подтверждает высокую защищенность от взлома для таких систем передачи данных.

В работе [5] автором предлагается использование поляризации для шифрования передачи данных. Используемая система основана на реализации конструкции, когда рассогласование поляризаций приводит к отражениям, которые в свою очередь делают невозможным передачу данных без излишних потерь, которые в систему вносит рассогласование.

В данной работе предлагается система передачи информации на основе активного метаматериала, который выступает в роли кодирующей поверхности, а также планарных антенн Уда-Яги, которые будут выступать в роли излучателей с линейной поляризацией, которая будет направлена под разными углами.

Конструкция предлагаемой системы с кодированием на основе активной метаповерхности

В данной работе предлагается конструкция антенны, которая базируется на основе четырех планарных антенн Уда-Яги, которые предназначены для работы на частоте 2.25 ГГц. Особенностью антенны Уда-Яги является то, что она используется для формирования линейно поляризованных волн, соответственно при повороте двух антенн друг относительно друга будет наблюдаться рассогласование поляризаций, что описывается коэффициентом поляризационных потерь (PLF):

$$PLF = |\hat{p}_w \cdot \hat{p}_a|^2 = |\cos(\psi_p)|^2. \quad (1)$$

В идеальном случае, если поляризации полностью совпадут, то $PLF=1$, а значит антенна извлечет энергию из волны с максимальной эффективностью. Если же $PLF=0$, то антенна не сможет принять сигнал. Такие результаты могут быть представлены графически, как это показано на рис. 1.

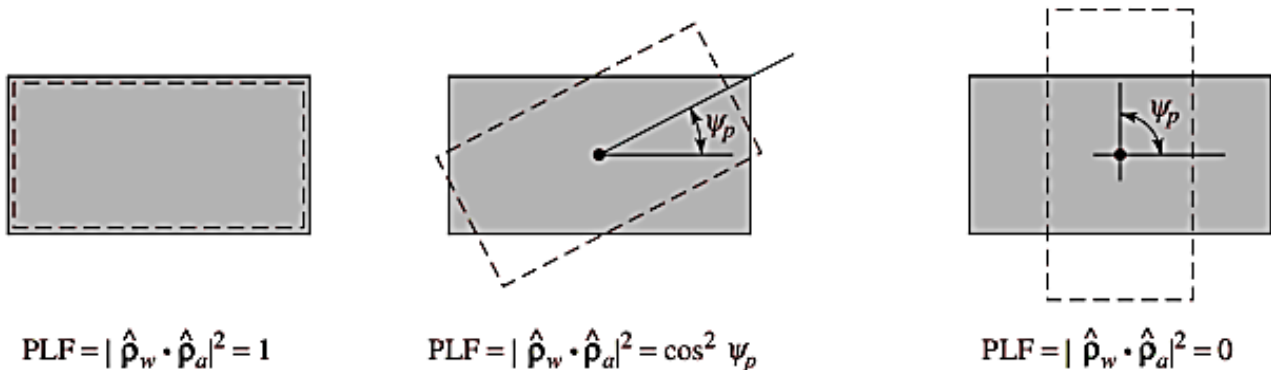


Рис. 1. Зависимость коэффициента поляризационных потерь от положения векторов электромагнитного поля

Помимо того, что защита информации обеспечивается перекрытием поляризации, благодаря использованию активного метаматериала удастся обеспечить дополнительную блокировку электромагнитных волн, что позволяет обеспечить кодировку сигналов. Конструкция антенны с такой системой будет иметь вид, как это приводится на рис. 2, при этом важно учитывать, что благодаря возможности перестановки 4 антенн возникает дополнительная кодировка в $4!=24$ раза в соответствии с правилами комбинаторики.

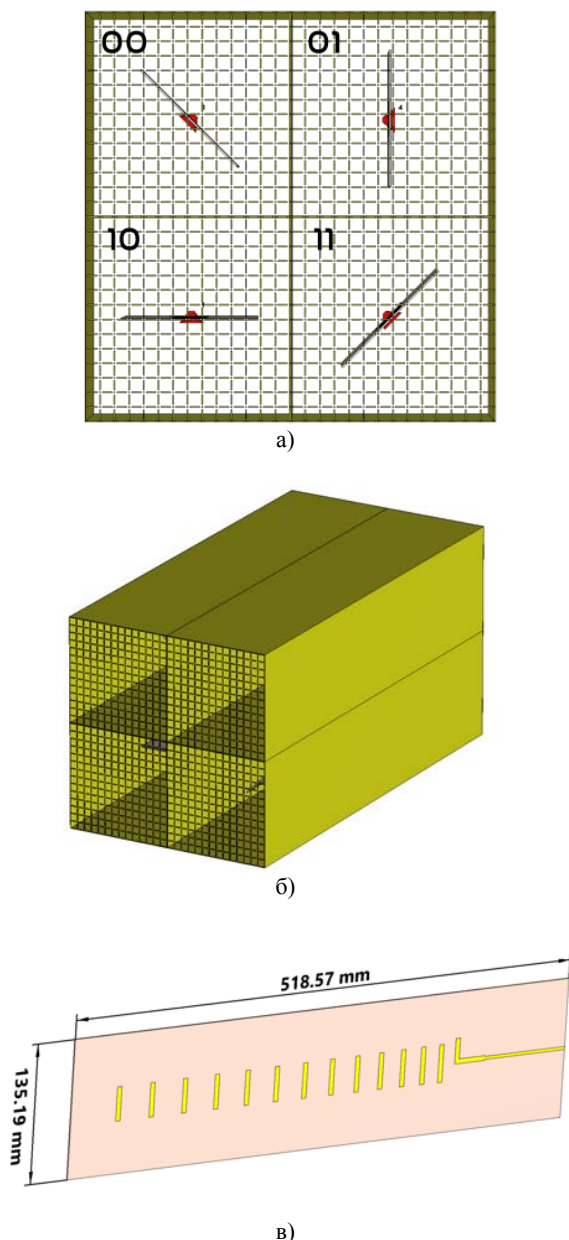


Рис. 2. Конструкция антенны:

- а) вид антенных элементов за пластиной метаматериала (антенны повернуты для разных углов падения линейно-поляризованных волн);
 б) общий вид антенны из четырех излучателей и четырех метаповерхностей;
 в) планарная антенна Уда-Яги

Как видно по конструкции, для данного случая с использованием четырех антенн обеспечивается передача информации с кодированием поляризацией информации в виде комбинаций 00, 01, 10, 11. Для коммутации слоев метаматериала используются МЭМС-коммутаторы, так как они обладают малыми размерами, а также обеспечивают малое сопротивление в замкнутом режиме, а высокую изоляцию – в разомкнутом режиме. На основании полученной конструкции осуществлялось элек-

тродинамическое моделирование, которое позволяло переделить режимы работы устройства.

Режимы работы антенны с активной метаповерхностью

Рассмотрим работу антенны при выполнении коммутаций трех ячеек метаповерхности, что соответствует случаю, когда излучается волна для кода «00», а все остальные случаи заблокированы. Аналогично ключ приема используется на приемной стороне, что позволяет обеспечить шифрование и расшифровку сигналов. На рис. 3 приводится диаграмма направленности антенны во всех случаях при передаче сигнала «00».

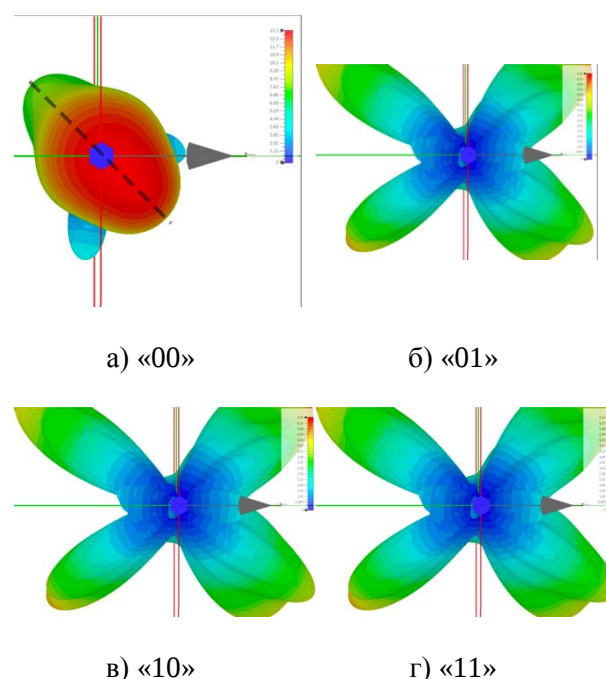


Рис. 3. Диаграмма направленности антенны при передаче сигнала «00»

Как видно по полученным результатам, антенна в данном режиме передает вперед информацию только «00», все остальные виды информации изолированы и не передаются, так как коммутированные слои метаповерхности вызывают отражения. Аналогично антенная система работает во всех случаях коммутаций метаматериала. Диаграммы направленности для передачи информации приводятся на рис. 4 для каждого случая, а также с обозначением направления вектора поляризации электромагнитных волн.

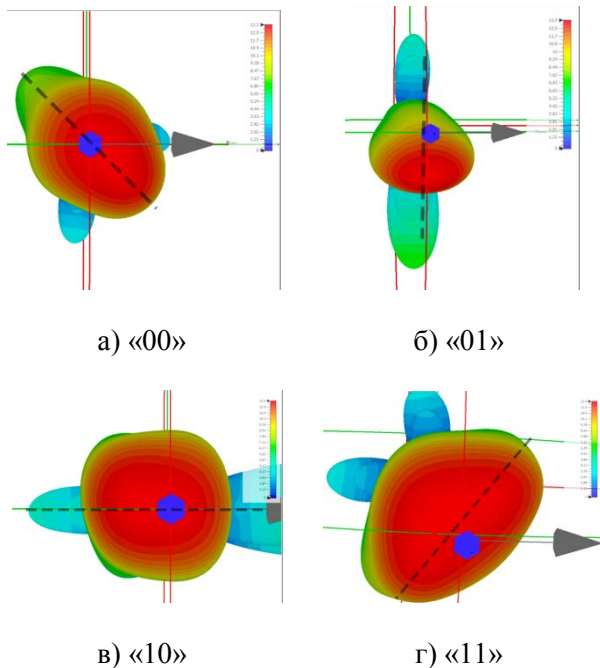


Рис. 4. Диаграммы направленности антенны при передаче всех комбинаций информации

Полученные результаты показывают, что благодаря использованию такой конструкции удастся обеспечить передачу информации с использованием дополнительного кодирования на основе метаматериальной поверхности, при этом антенная система сохраняет высокий КПД – более 80%, а также обладает КНД в 11 дБ (12.4 раза), уровнем боковых лепестков в -10 дБ и шириной главного лепестка в 30 градусов. Благодаря тому, что антенна формирует линейно поляризованную волну, также удалось обеспечить передачу четырех заранее известных кодовых комбинаций, которые могут быть использованы для дополнительного кодирования системы передачи данных. Подобная конструкция может быть использована в формировании защищенных систем связи с дополнительным кодированием на основе метаматериала.

Поступила 20.06.2023; принята к публикации 04.10.2023

Информация об авторах

Ищенко Евгений Алексеевич – аспирант, инженер, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5270-0792>

Пастернак Юрий Геннадьевич – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: pasternakyg@mail.ru

Пендюрин Владимир Андреевич – генеральный директор, АО НПП «Автоматизированные системы связи» (394062, Россия, г. Воронеж, ул. Пеше-Стрелецкая, д. 108, офис 415), e-mail: infonpp-acc.ru@yandex.ru

Фёдоров Сергей Михайлович – канд. техн. наук, доцент кафедры радиоэлектронных устройств и систем, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84); доцент кафедры информационной безопасности и систем связи, Международный институт компьютерных технологий (394026, Россия, г. Воронеж, ул. Солнечная, д. 29 б), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

Заключение

Полученные результаты показывают, что использование активного метаматериала, а также особенностей распространения волн с различной поляризаций позволяет обеспечить дополнительное кодирование и управление характеристиками канала связи. Особенностью рассмотренной конструкции является то, что при использовании активного метаматериала удалось обеспечить кодирование для электромагнитных волн на частоте 2.25 ГГц. Для предложенной структуры можно улучшить характеристики, а также эффективности путем внедрения поляризационных фильтров, при этом их интеграция также может быть использована для дополнительного кодирования системы связи.

Литература

1. Intelligent metasurfaces: control, communication and computing / L. Li, H. Zhao, C. Liu, T.J. Cui // eLight. Vol 2. No. 7. 2022. 24 p.
2. Applying a novel analytical method of calculation EM field to rectangular aperture and confirmation of the results by numerical modeling / N.A. Lysenko, G.K. Uskov, A.A. Potapov, S.P. Skilkin, K.V. Smuseva // IEEE Conf. Antenna Measurements & Applications (IEEE CAMA). 2023. 5 p.
3. Li Z., He C., Zhu W. Secret sharing holographic encryption with off-axis dual-channel metasurface // 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting. 2020. Pp. 815-816.
4. Wang H.L., Ma H.F., Cui T.J. A Polarization-Modulated Information Metasurface for Encryption Wireless Communications // Advanced Science. Vol. 9. Iss. 34. 2022. 9 p.
5. Sulimov A.I. On possibility of using of measurements of random polarization of radio reflections from meteor trails for generating shared encryption keys // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). 2017. Pp. 146-149.

APPLICATION OF AN ACTIVE METASURFACE FOR CODING IN DATA TRANSMISSION

E.A. Ishchenko¹, Yu.G. Pasternak¹, V.A. Penduyrin², S.M. Fedorov^{1,3}

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²Research and Production Enterprise "Automated Communication Systems", Voronezh, Russia

³International Institute of Computer Technologies, Voronezh, Russia

Abstract: the article discusses the design of an antenna with an active metamaterial surface, which is used to encode information. The design is based on highly directional planar Uda-Yaga antennas, which radiate linearly polarized waves, which makes it possible to control signal characteristics based on the polarization loss factor. Based on the influence of the polarization loss coefficient, as well as by switching the layers of the metamaterial, it is possible to ensure data transmission taking into account additional coding and encryption. Based on the proposed design, an antenna was formed with four radiators, each of which has a different angle of inclination, which provides a mismatch of polarizations at the wrong location, as well as with a metasurface that blocks the radiation of information for codes that are not used at the time of transmission. A feature of the proposed design is the possibility of generating polarization-modulated signals with codes 00, 01, 10, 11. This design provides additional encryption with the possibility of permuting different combinations in the amount of 24 positions. Thanks to the implementation of such a construction, it was shown that the use of such a construction allows the use of dynamically reconfigured metasurfaces for data encryption in data transmission systems. Such a system improves data security by using a combination of a metamaterial that acts as a meta-key, as well as antenna polarization directions based on the tilt angle of the wave polarization vectors

Key words: metamaterial, data encryption, polarization, polarization coding

References

1. Li L., Zhao H., Liu C., Cui T.J. "Intelligent metasurfaces: control, communication and computing", *eLight*, vol 2, no. 7, 2022, 24 p.
2. Lysenko N.A., Uskov G.K., Potapov A.A., Skilkin S.P., Smuseva K.V. "Applying a novel analytical method of calculation EM field to rectangular aperture and confirmation of the results by numerical modeling", *IEEE Conf. Antenna Measurements & Applications (IEEE CAMA)*, 2023, 5 p.
3. Li Z., He C., Zhu W. "Secret sharing holographic encryption with off-axis dual-channel metasurface", *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*, 2020, pp. 815-816.
4. Wang H.L., Ma H.F., Cui T.J. "A Polarization-Modulated Information Metasurface for Encryption Wireless Communications", *Advanced Science*, vol. 9, iss. 34, 2022, 9 p.
5. Sulimov A.I. "On possibility of using of measurements of random polarization of radio reflections from meteor trails for generating shared encryption keys", *2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, 2017, pp. 146-149.

Submitted 20.06.2023; revised 04.10.2023

Information about the authors

Evgeny A. Ishchenko - Engineer, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5270-0792>

Yuriy G. Pasternak - Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia); e-mail: pasternaky@mail.ru.

Vladimir A. Penduyrin - General Director, JSC RPE "Automated Communication Systems" (of. 415, 108 Peshe-Streletsкая str., Voronezh 394062, Russia), e-mail: infonpp-acc.ru@yandex.ru

Sergei M. Fedorov - Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), International Institute of Computer Technologies (29 b Solnechnaya str., Voronezh 394026, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

СИГНАЛЬНО-КОДОВЫЕ КОНСТРУКЦИИ И СТРУКТУРА СИГНАЛОВ РАДИОЛИНИЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

Д.Г. Пантенков¹, В.П. Литвиненко², А.Н. Глушков³

¹АО «Научно-исследовательский институт современных телекоммуникационных технологий», г. Смоленск, Россия

²Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

³Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия

Аннотация: в настоящее время системы спутниковой связи находят широкое применение в повседневной жизни гражданских и специальных потребителей информации и позволяют обеспечить ее оперативное доведение между абонентами, находящимися на значительном удалении друг от друга, для решения различных целевых задач. Для передачи информации по спутниковым каналам связи в стандартах DVB-S и DVB-S2 в L-, S-, C-, Ku-, K-, Ka- диапазонах частот в современных системах спутниковой связи используются цифровые методы модуляции и кодирования с учетом типовых значений отношений сигнал/шум для реальных модемов. В качестве модуляции сигналов спутниковой связи в основном используются фазовая модуляция с различными скоростями кодирования (QPSK, 8-PSK, 16-PSK) или квадратурная амплитудная модуляция с различными скоростями кодирования (QAM-8, QAM-16, QAM-32, QAM-64). В качестве помехоустойчивых кодов современные системы спутниковой связи используют коды Рида-Соломона, Турбо-коды, сверточные коды, каскадные коды. При этом основные усилия разработчиков систем спутниковой связи направлены на повышение пропускной способности сети спутниковой связи при условии увеличения гарантированной зоны покрытия и фиксированной вероятности ошибки на бит передаваемой информации. В качестве типового модельного примера рассматриваются вопросы формирования и структуры канальной информационной последовательности в режимах непрерывной передачи, пакетной передачи и передачи запросно-вызывного канала, представлены схемы формирования сигналов абонентской станции и сигналов запросно-вызывного канала, обозначены требуемые длительности информационных слотов и каналные информационные скорости передачи данных

Ключевые слова: радиолиния спутниковой связи, сигнально-кодовая конструкция, кодирование, абонентский канал, запросно-вызывной канал, пакетная передача данных, обработка информации на борту, скорость передачи информации, типовой модельный пример

Введение

В основе формирования сигнально-кодовых конструкций (СКК) лежат операции отображения информационной последовательности в кодовую последовательность путем внесения избыточности и кодовой последовательности в канальную последовательность заданием манипуляционного кода. Помехоустойчивое кодирование является одной из важнейших операций формирования СКК. Получаемый при этом энергетический выигрыш от кодирования зависит от степени увеличения минимального сигнального расстояния между разрешенными кодовыми блоками [1-20].

В основу классификации СКК можно положить отличительные особенности по типам помехоустойчивого кода, по типам ансамблей сигналов и по способам согласования модуляции и кодирования.

По типу помехоустойчивых кодов все СКК могут быть поделены на два больших класса:

СКК на основе блочных кодов и СКК на основе непрерывных кодов. Кроме того, отдельный класс составляют СКК на основе каскадных кодов, в которых применяются одновременно блочные и непрерывные коды. Каждый из классов делится на группы по конкретным видам кода.

Среди блочных наиболее употребляемыми являются коды Хэмминга, Голея, БЧХ, Рида-Соломона, Рида-Маллера и др.

Непрерывные коды на практике представлены сверточными кодами, которые обладают дополнительными свойствами линейности и постоянства во времени.

Наиболее распространенным и стандартизированным методом кодирования является сверточное кодирование и декодирование по алгоритму Витерби. В спутниковых системах, как правило, используются сверточные коды с кодовым ограничением длины 7 и скоростями кодирования от 1/2 до 7/8.

Преимущества декодирования по алгоритму Витерби [6]:

- наиболее распространенный метод кодирования, универсальное решение при использовании модемов разных производителей;
- наименьшая задержка (около 100 бит);
- малая длина кодового сообщения приводит к коротким блокам ошибок;
- отсутствует явно выраженный пороговый эффект, достоверность приема плавно уменьшается с падением величины E_b/N_0 ;
- энергетический выигрыш кодирования не зависит от скорости передачи информации.

Недостатки декодирования по алгоритму Витерби состоят в небольшом энергетическом выигрыше по сравнению с другими методами.

Значительное увеличение достоверности передаваемой информации при небольших расходах позволяет получить совместное использование сверточных и блочных кодов, в частности, кода Рида-Соломона.

Любая СКК вне зависимости от способа согласования модуляции и кодирования представляет собой каскадный код с ансамблем сигналов на внутренней ступени и одним или несколькими помехоустойчивыми кодами на внешней. При использовании нескольких помехоустойчивых кодов говорят о построении СКК на основе обобщенного каскадного кода.

Наиболее современным методом помехоустойчивого кодирования является использование турбокодов. Их достоинством является возможность обеспечения высокой помехоустойчивости при умеренной сложности оборудования.

Турбокоды подразделяются на сверточные (Turbo Convolutional Codes – TCC) и блочные (Turbo Product Codes – TPC), потенциально турбокоды TCC на 0,5...1 дБ превосходят коды TPC, но имеют ряд существенных недостатков, которые осложняют их применение. Среди них: эффект несанкционированных ошибок, когда ошибки при декодировании возникают даже в условиях отсутствия помех в канале, и увеличение задержки из-за перемешивания символов.

Применение турбокодов позволяет повысить помехоустойчивость на 1...3 дБ и более в зависимости от типа радиосигнала, скорости кодирования, качества канала связи и пр. Кроме этого, пороговые свойства турбокодов обычно на 2...3 дБ ниже, чем в системах, использующих декодирование по алгоритму Витерби и Рида-Соломону.

В настоящее время реализован третий класс турбокодов – LDPC (Low Density Parity

Check Codes – коды с низкой плотностью проверки на четность), которые обеспечивают больший энергетический выигрыш по сравнению с TPC кодами.

К недостаткам турбокодов относится большая задержка при кодировании и декодировании, которая приводит к необходимости использования кадров большой длины, что не всегда соответствует особенностям передачи информации в интересах специальных абонентов.

1. Сигнально-кодовые конструкции радиолинии спутниковой связи

В существующих и разрабатываемых системах гражданской и специальной спутниковой связи преимущественно используются широкополосные сигналы (ШПС), формирование которых осуществляется по методу прямого расширения спектра. В этом случае адресность абонента определяется формой псевдослучайной последовательности, используемой для расширения полосы спектра частот. При этом, доминирующее значение в выборе вида СКК играют прежде всего взаимные и автокорреляционные характеристики ансамбля сигналов, его объем, простота реализации устройств формирования и свертки сигналов в приемнике. В этой связи для формирования структуры СКК преимущественно используют линейные М-последовательности и их сегменты.

В качестве основы для СКК радиолиний абонентская станция (АС) – космический аппарат (КА) и КА – абонентская станция выбраны типовые варианты построения радиолиний спутниковой связи, в которых предусматриваются как режимы прямой ретрансляции (ПР) информации, так и полная обработка сигнала на бортовом ретрансляторе (РТР) КА и пакетный режим передачи информации. База псевдослучайной последовательности (ПСП) может уточняться путем выбора параметров расширяющей последовательности.

2. Формирование канальной информационной последовательности на линии АС-КА в режиме с обработкой сигналов на РТР

2.1. Сигналы абонентской станции

Канальная информационная последовательность передается на канальной скорости (C_k), которая может принимать различные

значения в зависимости от скоростей и вида источника сообщений. В табл. 1 приведены возможные значения скоростей источников сообщений и канальных скоростей для запросно-вызывного канала (ЗВК) и абонентского канала (АК).

Канальная информационная последовательность формируется в режимах:

- пакетная передача – канальная информационная последовательность формируется в виде последовательности пакетов;
- передача ЗВК – канальная информационная последовательность формируется в виде одиночного пакета;
- непрерывная передача – канальная информационная последовательность формируется в виде непрерывной последовательности кадров.

На рис. 1 и рис. 2 представлены схемы формирования сигнала абонентской станции (АС) и ЗВК. Звездочкой на рис. 2 отмечено то, что кодирование Рида-Соломона используется в режиме каскадного кодирования.

Таблица 1

Возможные значения скоростей источников сообщений и канальных скоростей для запросно-вызывного и абонентского каналов

Канал	Скорость информации источника, $C_{\text{и}}$ [кбит/с]	Скорость канальной информации, $C_{\text{к}}$ [кбит/с]	
		Пакетный режим	Непрерывный режим
АК	1,2	22,5 11,25 5,625	2,8125
АК	2,4	22,5 11,25	5,625
АК	4,8	22,5	11,25
АК	9,6	–	22,5
ЗВК	1,06250 0,53125	11,25 5,625	–

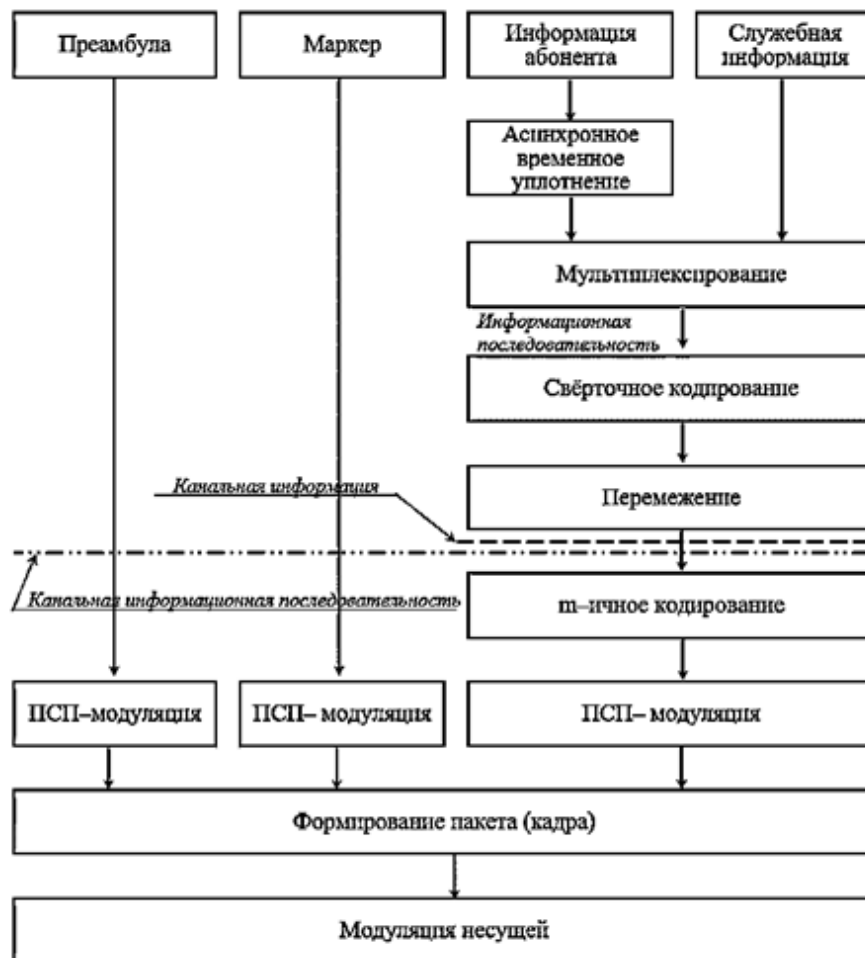


Рис. 1. Схема формирования сигналов АС

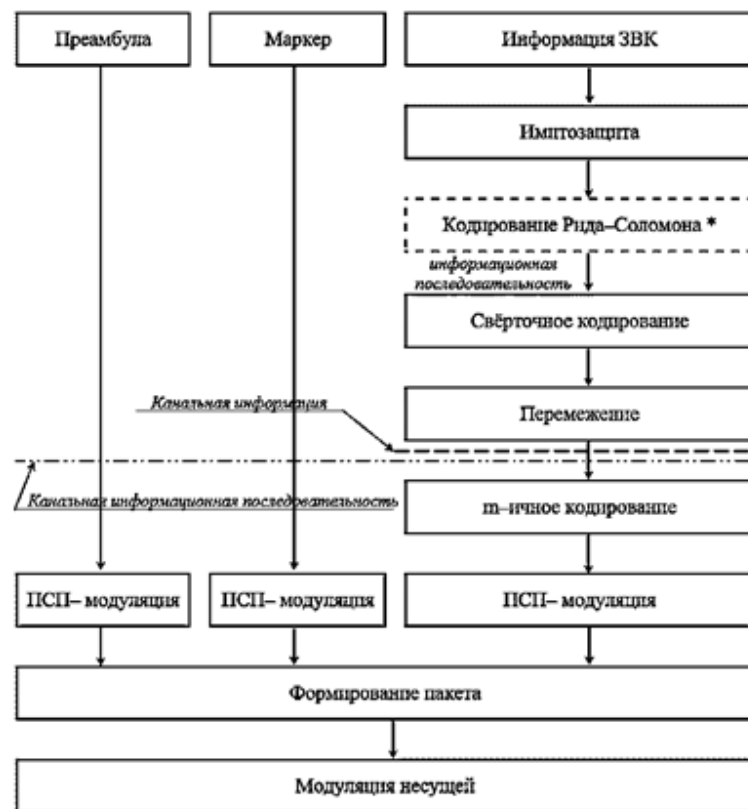


Рис. 2. Схема формирования сигналов ЗВК

2.2. Режим пакетной передачи от АС

2.2.1. Структура пакета

Структура пакета в режиме пакетной передачи информации представлена на рис. 3, а.

Пакеты формируются из фрагментов:

- преамбула (64 бита);
- маркер (32 бита);
- канальная информация (1600 бит).

Преамбула предназначена для обнаружения сигнала и синхронизации тактовой частоты ПСП и представляет собой последовательность бит со значением «1».

Маркер предназначен для кадровой синхронизации и представляет собой задаваемую случайную последовательность длиной 32 бита. Вид маркеров представлен в табл. 2 (типовой модельный пример).

Канальная информация формируется из

информационной последовательности с применением сверточного кодирования и перемешивания.

Информационная последовательность образуется из информации абонента, подвергнутой асинхронному временному уплотнению, и служебной информации.

Состав информационной последовательности пакета АС представлен на рис. 3, б, включает:

- служебная информация (16 бит);
- стаффинг (8 бит);
- информация абонента (768 бит);
- ПУ: дополнительные биты для реализации помехоустойчивого кодирования (8 бит).

Длительность пакета для значений канальных скоростей 22,5 кбит/с, 11,25 кбит/с и 5,625 кбит/с равна соответственно приблизительно 75,38 мс, 150,76 мс и 301,51 мс.

Таблица 2

Маркеры на радиолинии АС–КА (типовой модельный пример)

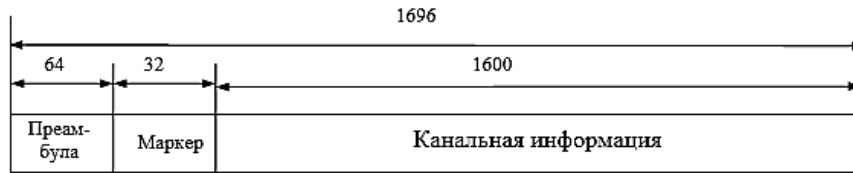
Номер маркера	Код маркера																													
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10			32																	
<i>1 технологический</i>	1	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	0

Примечание: первый разряд кода маркера следует за преамбулой

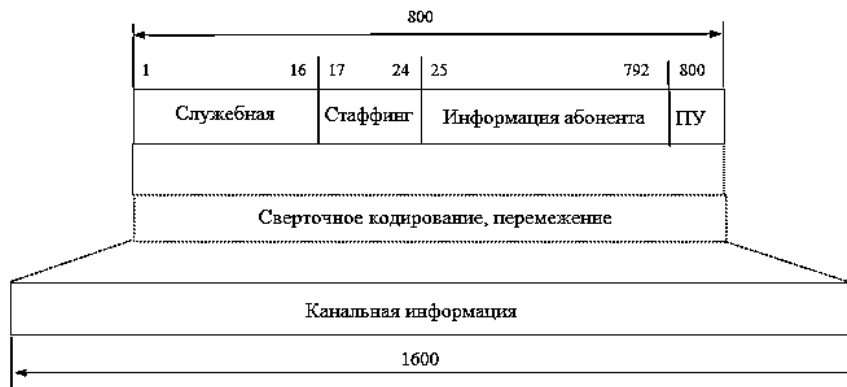
Временная диаграмма передачи пакетов в одном канале для канальной скорости 22,5 кбит/с представлена на рис. 4, для канальной скорости 11,25 кбит/с – на рис. 5 и для каналь-

ной скорости 5,625 кбит/с – на рис. 6.

Сквозность пакетов и цикл $T_{\text{прд}}$ определяются скоростью информации абонента, значения которой указаны на строках рис. 4-6.



а) структура пакета в режиме пакетной передачи информации



б) состав информационной последовательности пакета АС

Рис. 3. Состав и структура пакета АС

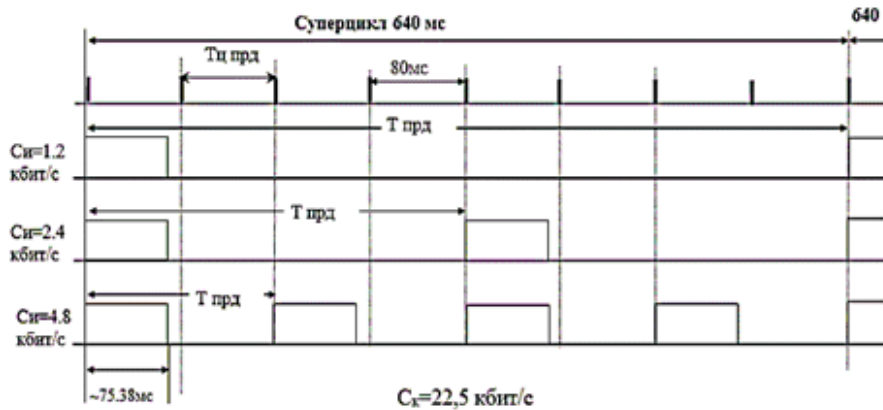


Рис. 4. Временная диаграмма передачи пакетов в одном канале для канальной скорости 22,5 кбит/с

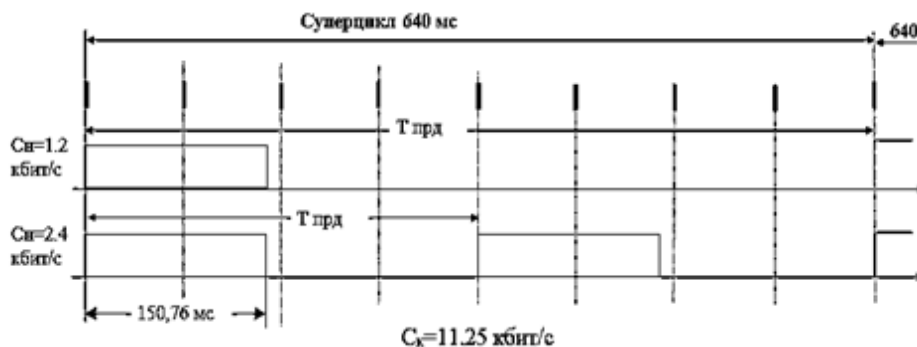


Рис. 5. Временная диаграмма передачи пакетов в одном канале для канальной скорости 11,25 кбит/с

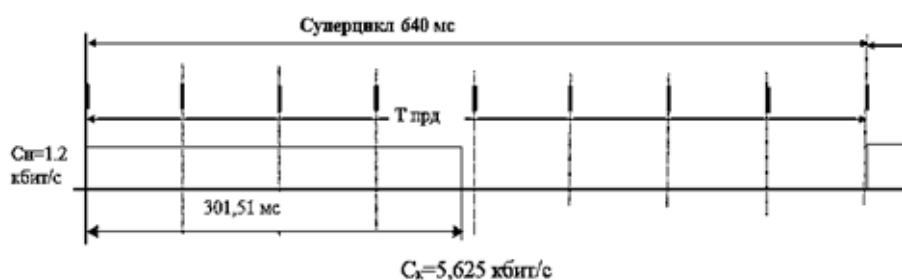


Рис. 6. Временная диаграмма передачи пакетов в одном канале для канальной скорости 5,625 кбит/с

2.2.2. Режим передачи запросно-вызывной информации

В режиме передачи ЗВК пакет состоит из фрагментов:

- преамбула (64 бита);
- маркер (32 бита);
- канальная информация (384 бита).

Фрагмент «Канальная информация» формируется из информационной последовательности в составе:

- информация ЗВК с имитозащитой (ИМ) и кодом Рида–Соломона (184 бита);
- ПУ: дополнительные биты для реализации помехоустойчивого кодирования (8 бит).

Фрагмент «Канальная информация» формируется в двух режимах: в режиме каскадного кодирования (код Рида–Соломона, сверточный код и перемежение) и в режиме сверточного кодирования (сверточный код и перемежение).

В режиме каскадного кодирования объем исходной информации канала ЗВК – 85 бит, после ИМ – 120 бит, после кодирования Рида–Соломона – 184 бита. В режиме сверточного кодирования, объем исходной информации ЗВК – 149 бит, после ИМ – 184 бит.

Длительность пакета для значений канальных скоростей – 11,25 кбит/с или 5,625 кбит/с равна соответственно приблизительно 42,67 мс или 85,33 мс.

2.3. Операции формирования канальной информации

2.3.1. Асинхронное временное уплотнение

Для асинхронного временного уплотнения используется метод стаффинга. Стаффинг используется в случае отсутствия взаимной синхронизации информационных потоков между удаленным пользователем и АС. В данной статье не рассматривается.

2.3.2. Кодирование с использованием кода Рида–Соломона

Коды Рида–Соломона – недвоичные циклические коды, позволяющие исправлять ошибки в блоках данных. Элементами кодового вектора являются не биты, а группы битов (блоки).

При кодировании с использованием кода Рида–Соломона (15, 11) длина символа – 4 бита. Корректирующая способность кода – 2 символа.

2.3.3. Сверточное кодирование

При сверточном кодировании каждый символ входной информационной последовательности, состоящий из k бит, преобразуется в n -битовый символ выходной последовательности, причем $n > k$. Сверточное кодирование является мощным средством борьбы с одиночными ошибками.

Сверточное кодирование выполняется со следующими параметрами:

- кодовое ограничение $k = 7$;
- порождающие полиномы: $G1 = 133$, $G2 = 171$;
- относительная скорость $R = 1/2$.

2.3.4. Перемежение

В системе может быть использовано блочное перемежение по псевдослучайному закону. Алгоритмы блочного перемежения представлены в данной статье ниже.

Принципы перемежения – дегермежения.

В системе применяется блочный алгоритм перемежения. Информационные символы блока записываются в матрицу $B \times N$, где B – число столбцов в матрице; N – число строк в матрице. Информация записывается в столбцы матрицы, а считывается для передачи по строкам. Кроме того, перед передачей строки матрицы перемежаются по псевдослучай-

ному закону, который описывается формулой:

$$K_{\text{вых}} = (A_{\text{пр}} \cdot K_{\text{вх}}) \cdot \text{mod} N, \quad (1)$$

где N — число строк в матрице; $A_{\text{пр}}$ — подбираемый коэффициент; $K_{\text{вх}}$ — номер строки до перемежения; $K_{\text{вых}}$ — номер строки после перемежения.

При деперемежении информация записывается в матрицу по строкам, затем строки депережаются по формуле

$$K_{\text{вых деп}} = (A_{\text{обр}} \cdot K_{\text{вх деп}}) \cdot \text{mod} N, \quad (2)$$

где N — число строк в матрице; $K_{\text{вх деп}}$ — номер

строки до перемежения; $K_{\text{вых деп}}$ — номер строки после деперемежения строк; $A_{\text{обр}}$ — подбираемый обратный коэффициент.

После псевдослучайного деперемежения строк информация считывается по столбцам.

Выбор коэффициентов $A_{\text{пр}}$ и $A_{\text{обр}}$ производится путем перебора и анализа на ЭВМ.

Перемежение в радиолиниях АС–КА.

Пакетный и непрерывный режимы передачи.

В табл. 3 представлены размеры блоков и соответствующие им матрицы для диапазона канальных скоростей на линии АС–КА (типовой модельный пример).

Таблица 3

Размеры блоков и соответствующие им матрицы для диапазона канальных скоростей на линии АС–КА (типовой модельный пример)

Канальная скорость S_k , кбит/с	Блок перемежения, бит	Матрица	$A_{\text{пр}}$	$A_{\text{обр}}$	Номер варианта перемежения
2,8125	200	5×40	13	37	1
			17	33	2
			21	21	3
5,625	400	10×40	17	33	1
			21	21	2
			29	29	3
11,25	800	20×40	21	21	1
			29	29	2
			33	17	3
22,5	1600	40×40	21	21	1
			29	29	2
			33	17	3

Передача ЗВК

Блок перемежения для ЗВК составляет 384 бита и представляет матрицу 16×24.

Значения коэффициентов $A_{\text{пр}}$ и $A_{\text{обр}}$ приведены в табл. 4.

Таблица 4

Значения коэффициентов $A_{\text{пр}}$ и $A_{\text{обр}}$ для ЗВК (типовой модельный пример)

Номер варианта перемежения	$A_{\text{пр}}$	$A_{\text{обр}}$
1	5	5
2	13	13
3	17	17

Перемежение на радиолинии КА–АС в режиме с обработкой сигнала на бортовом РТР КА

Блок перемежения для фрагмента «Сл. инф.+служебный канал управления (СКУ)» в штатном и в специальном режимах составляет 520 бит и представляет собой матрицу 20×26. Коэффициенты $A_{\text{пр}}$ и $A_{\text{обр}}$ приведены в табл. 5.

Блок перемежения для фрагмента станции центральной (СЦ) в штатном и в специальном режимах составляет 196 бит и 192 бита представляет матрицу 14×14 и 12×16.

Таблица 5

Значения коэффициентов $A_{\text{пр}}$ и $A_{\text{обр}}$ для канала КА–АС (типовой модельный пример)

Номер варианта перемежения	$A_{\text{пр}}$	$A_{\text{обр}}$
1	5	21
2	9	29
3	17	49

2.4. Кодирование

т-ичное кодирование (блочное кодирование)

При блочном кодировании входная информация разбивается на блоки по k символов, которые преобразуются по определенному закону в n -символьные блоки, где $n > k$. Блочное кодирование предназначено, в основном,

для обнаружения одиночных и групповых ошибок в канале связи.

Для m -ичного кодирования канальной информации ($m = 16$) используются последовательности Уолша длиной 16 элементов.

Канальная информация разбивается на блоки по 4 бита, каждому значению бита ставится в соответствие одна из 16 последовательностей Уолша. Тактовая частота элементов последовательности Уолша C_y равна учетверенному значению канальной скорости C_k ($C_y = 4 \times C_k$). Начало последовательности Уолша совпадает с началом блока информации.

ПСП-модуляция

Алгоритм модуляции последовательностью ПСП определяется видом фрагмента кадра (пакета). База расширенного сигнала зависит от длины соответствующих псевдослучайных последовательностей и определяется в ходе технического проектирования. В качестве

примера приведены модельные значения, принятые в типовых системах спутниковой связи различного назначения.

Для преамбулы используется периодическая структура из нескольких последовательностей ПСП, каждая из которых представляет собой составную последовательность, образованную из несущей последовательности длиной 512 элементов и модулирующей (скремблирующей) M -последовательности длиной 15 элементов.

Модулирование (скремблирование) выполняется суммированием по модулю 2 ($\text{mod}2$) значений элементов несущей ПСП и скремблирующей M -последовательности.

Вид скремблирующей M -последовательности приведен в табл. 6 (типовой модельный пример).

Параметры несущей ПСП приведены в табл. 7 (типовой модельный пример).

Таблица 6

Скремблирующие ПСП преамбулы на радиолинии АС–КА (типовой модельный пример)

Номер ПСП	ПСП														
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1 технологическая	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0

Примечание: первый элемент ПСП совпадает с началом преамбулы

Таблица 7

Несущие ПСП преамбулы и маркера на радиолинии АС–КА (типовой модельный пример)

Номер ПСП	Полином									Начальный код								
	a1	a2	a3	a4	a5	a6	a7	a8	a9	d0	d1	d2	d3	d4	d5	d6	d7	d8
1 технологическая	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Структура несущей ПСП соответствует структуре последовательности, формируемой генератором M -последовательности с добавлением нуля на 512 такте, схема генератора приведена в рис. 7.

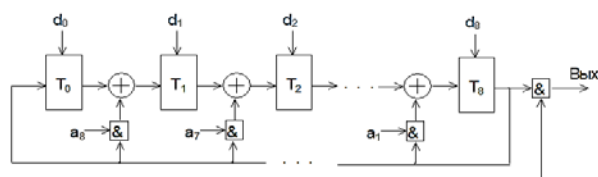


Рис. 7. Схема генератора ПСП преамбулы и маркера в модуляторе

Выдача «0» (512-й элемент ПСП) производится через 511 тактов, $a_1, a_2, \dots, a_8$ – коэф-

фициенты образующего полинома; $d_0, d_1, \dots, d_8$ – начальное состояние генератора, которое записывается перед началом формирования последовательности и затем перезаписывается через каждые 512 тактов. При перезаписи в качестве выходного символа формируется «0».

Для маркера используется метод побитной модуляции, при котором модулирующий сигнал образуется суммированием по $\text{mod}2$ канальной информационной последовательности и несущей последовательности ПСП, используемой в преамбуле.

Вид маркера приведен в табл. 2.

Типовые значения длины преамбулы и маркера пакета в элементах несущей ПСП приведены в табл. 8.

Таблица 8

Типовые значения длины преамбулы и маркера пакета в элементах несущей ПСП

Тактовая частота ПСП, МГц	Канальная скорость информации, кбит/с	Число элементов ПСП	
		Преамбула	Маркер
2,88	22,5	512×16	512×8
	11,25	512×32	512×16
	5,625	512×64	512×32
1,44	22,5	512×8	512×4
	11,25	512×16	512×8
	5,625	512×32	512×16

Типовые значения длины преамбулы и маркера кадра (типовой модельный пример) приведены в табл. 9.

Для канальной последовательности, модулированной последовательностью Уолша, модуляция ПСП выполняется суммированием по модулю 2 (mod2) в алфавите 0,1 элементов М-последовательности и элементов последовательности Уолша.

Таблица 9

Типовые значения длины преамбулы и маркера кадра (типовой модельный пример)

Тактовая частота ПСП, МГц	Канальная скорость информации, кбит/с	Число элементов ПСП	
		Преамбула	Маркер
2,88	22,5	512×42	512×8
	11,25	512×84	512×16
	5,625	512×168	512×32
	2,8125	512×336	512×64
1,44	22,5	512×21	512×4
	11,25	512×42	512×8
	5,625	512×84	512×16
	2,8125	512×168	512×32

Длина М-последовательности $2^{13}-1$, начало первой М-последовательности совпадает с началом фрагмента «Канальная информация».

Параметры М-последовательности (типовой модельный пример) приведены в табл. 10.

Таблица 10

ПСП фрагмента «Канальная информация» на радиолинии АС–КА (типовой модельный пример)

Номер ПСП	Полином													Начальный код												
	a1	a2	a3	a4	a5	a6	a7	a8	a9	a10	a11	a12	a13	d0	d1	d2	d3	d4	d5	d6	d7	d8	d9	d10	d11	d12
1 технологиче- ская	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

М-последовательность имеет структуру, формируемую генератором М-последовательности, приведенным на рис. 8.

На рис. 8 $a_1, a_2, \dots, a_{12}$ – коэффициенты образующего полинома; $d_0, d_1, \dots, d_{12}$ – начальное состояние генератора, которое записывается перед началом формирования М-последовательности.

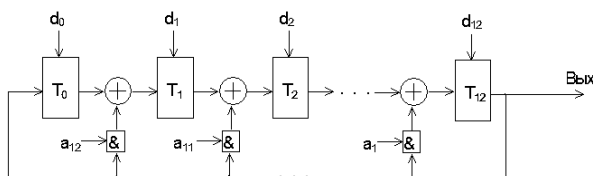


Рис. 8. Схема генератора ПСП канальной информации в модуляторе и демодуляторе

Значения числа элементов ПСП в блоке информации соответствуют приведенным в табл. 11 в качестве типового модельного примера.

ПСП преамбулы и маркера и М-последовательность имеют тактовую частоту

2,88 МГц или 1,44 МГц, синхронную с канальной информационной скоростью C_K .

Таблица 11

Значения числа элементов ПСП в блоке информации (типовой модельный пример)

Тактовая частота ПСП, МГц	Канальная скорость, кбит/с	Число бит в блоке	Число элементов ПСП в блоке	Число элементов ПСП на 1 элемент Уолша
2,88	22,5	4	512	32
	11,25	4	1024	64
	5,625	4	2048	128
	2,8125	4	4096	256
1,44	22,5	4	256	16
	11,25	4	512	32
	5,625	4	1024	64
	2,8125	4	2048	128

3. Структура сигналов

Формирование группового сигнала включает:

- формирование канальной информации;
- М-ичное кодирование канальной информации;
- формирование канальной информационной последовательности и ее модуляция ПСП;

– ФМ-модуляция несущей.

Общая схема формирования сигналов на линии КА-АС в режиме с обработкой на борту представлена на рис. 9.

Канальная информация передаётся на канальных скоростях: 96 кбит/с, 12 кбит/с и 6 кбит/с.

Структура канальной информационной последовательности представлена на рис. 10.

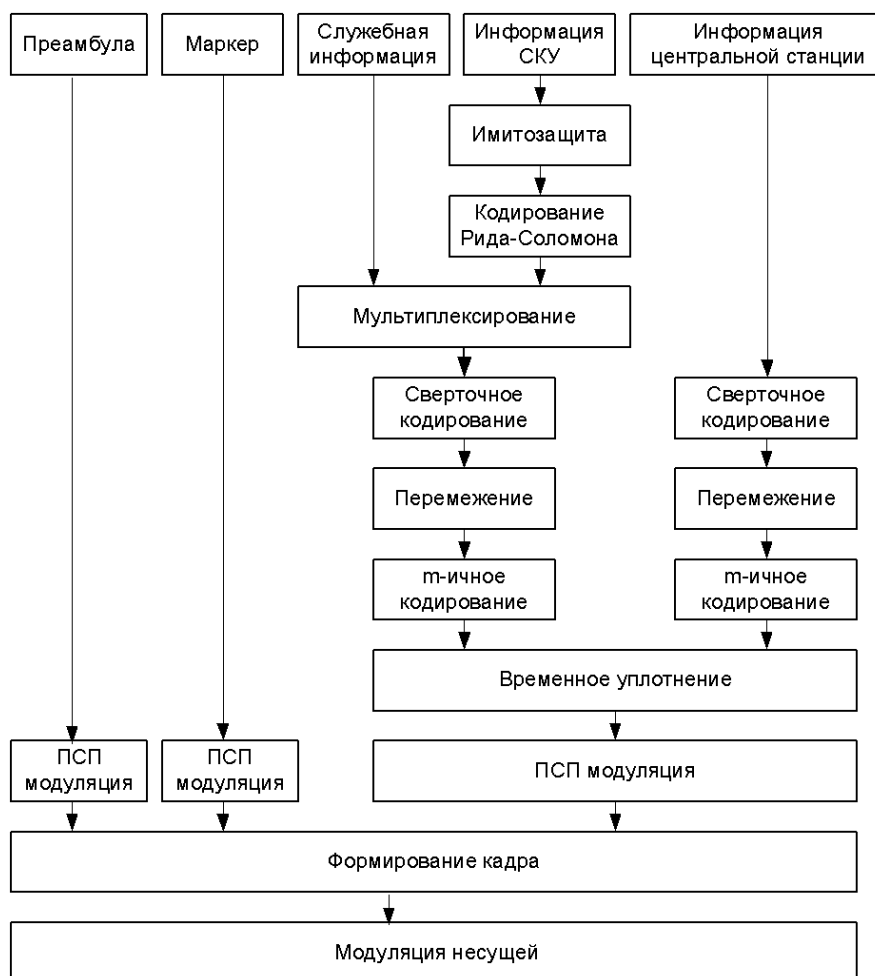


Рис. 9. Общая схема формирования сигналов на линии КА-АС в режиме с обработкой на бортовом РТР КА

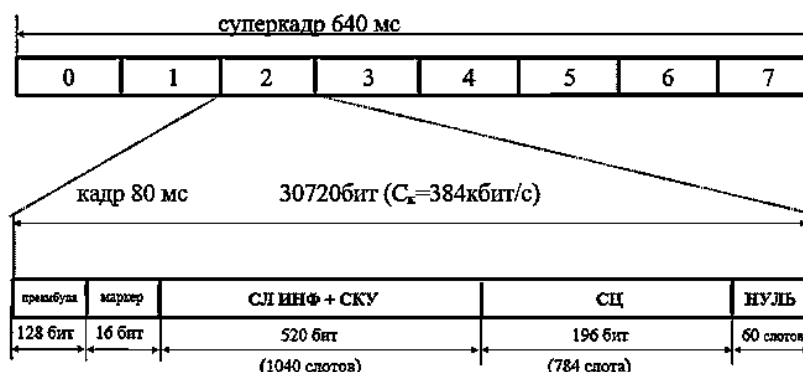


Рис. 10. Структура канальной информационной последовательности

Групповой поток передается в виде суперкадров длительностью 640 мс. Каждый суперкадр содержит 8 кадров, имеющих последовательную нумерацию от 0 до 7.

Каждый кадр длительностью 80 мс содержит фрагменты:

- преамбула (128 бит);
- маркер (16 бита);
- «Сл. Инф.+СКУ» (520 бит – 1040 слотов);
- «СЦ» (196 бит – 784 слота);
- «НУЛЬ» (60 слотов).

Фрагменты кадра имеют следующее назначение:

- преамбула предназначена для обнаружения и синхронизации тактовых частот ПСП;
- маркер предназначен для кадровой синхронизации;
- «Сл.Инф.+СКУ» – информация Сл.Инф. + СКУ;
- «СЦ» – информация канала СЦ;
- «НУЛЬ» – резервные биты с нулевой информацией.

Информация фрагментов кадра «преамбула» и «маркер» передается с канальной скоростью 96 кбит/с.

Информация «Сл.Инф.+СКУ» передается с канальной скоростью 12 кбит/с. Объем информации «Сл.Инф.+СКУ» на указанной скорости в кадре – 520 бит (1040 слотов).

Структура информации «Сл.Инф.+СКУ» представлена на рис. 11.

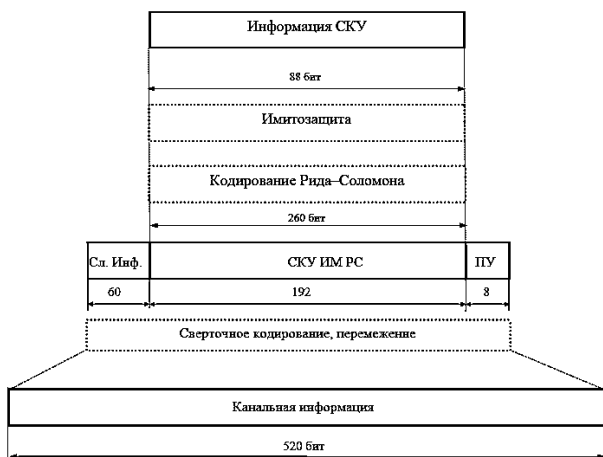


Рис. 11. Структура информации «Сл.Инф.+СКУ»

Канальная информация «Сл.Инф.+СКУ»

сформирована с помощью сверточного помехоустойчивого кодирования и перемежения из информационной последовательности в составе:

– Сл.Инф. – служебная информация (60 бит исходной информации);

– СКУ ИМ РС – информация СКУ с имитозащитой и кодом Рида-Соломона. Объем исходной информации канала СКУ – 88 бит, после имитозащиты – 128 бит, и после кодирования с использованием кода Рида-Соломона – 192 бита;

– ПУ – дополнительные биты для реализации помехоустойчивого кодирования (8 бит). Информация СЦ (информация и стаффинги канала СЦ) подвергается помехоустойчивому кодированию и перемежению и передается с канальной скоростью 6 кбит/с. Объем канальной информации СЦ на указанной скорости в первых четырех кадрах – 196 бит (784 слота), в остальных четырех кадрах по 192 бита, при этом оставшиеся четыре бита фрагмента «СЦ» не используются.

Объем исходной информации канала СЦ в суперкадре равен 768 бит, стаффинга – 8 бит.

Канальная информация каждого канала подвергается m-ичному кодированию с использованием последовательностей Уолша длиной 16 элементов.

Канальная информация разбивается на блоки по 4 бита. Каждому значению блока ставится в соответствие одна из 16 последовательностей Уолша, приведенных в табл. 12 и табл. 13 (типовой модельный пример).

Таблица 12
Соответствие блоков информации номерам последовательности Уолша (типовой модельный пример)

Последовательность Уолша	Блок информации	Последовательность Уолша	Блок информации
W1	0001	W9	1001
W2	0010	W10	1010
W3	0011	W11	1011
W4	0100	W12	1100
W5	0101	W13	1101
W6	0110	W14	1110
W7	0111	W15	1111
W8	1000	W16	0000

Таблица 13

Последовательности Уолша группового сигнала на радиолинии КА–АС в режиме с обработкой сигнала (типовой модельный пример)

	Номер элемента														
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
W_1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
W_2	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
W_3	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
W_4	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
W_5	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
W_6	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0
W_7	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
W_8	1	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1
W_9	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
W_{10}	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0
W_{11}	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0
W_{12}	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1
W_{13}	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
W_{14}	1	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1
W_{15}	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1
W_{16}	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0

Примечание: первый элемент Уолша совпадает с началом 1-го бита блока информации.

Тактовая частота последовательностей Уолша в 4 раза выше скорости передачи канальной информации C_K . Начало последовательности Уолша совпадает с началом блока информации.

Алгоритм модуляции последовательностью ПСП определяется видом фрагмента кадра.

Для преамбулы используется периодическая структура из нескольких последовательностей ПСП.

Для маркера используются те же ПСП, что и для преамбулы.

Значения длины ПСП для преамбулы и маркера приведены в табл. 14 (типовой модельный пример).

Параметры ПСП приведены в табл. 15 (типовой модельный пример).

Структура ПСП соответствует структуре

последовательности, формируемой генератором М-последовательности, на рис. 12.

На рис. 12 $a_1, a_2, \dots, a_8$ – коэффициенты образующего полинома; $d_0, d_1, \dots, d_8$ – начальное состояние генератора, которое записывается перед началом формирования последовательности и затем перезаписывается через каждые 480 тактов.

Таблица 14

Значения длины ПСП для преамбулы и маркера (типовой модельный пример)

Тактовая частота ПСП, МГц	Структура ПСП	
	преамбула	маркер
5,76	480x16	480x2
2,88	480x8	480
1,44	240x8	240

Таблица 15

Последовательности Уолша группового сигнала на радиолинии КА–АС в режиме с обработкой сигнала (типовой модельный пример)

Номер ПСП	Полином									Начальный код								
	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8	a_9	d_0	d_1	d_2	d_3	d_4	d_5	d_6	d_7	d_8
1 технологическая	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

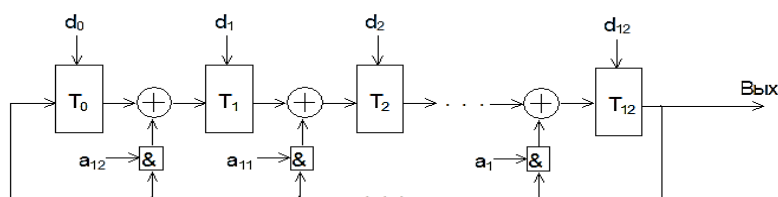


Рис. 12. Схема генератора ПСП преамбулы и маркера в демодуляторе

Для фрагмента кадра, образованного временным уплотнением m -ичной кодированной канальной информации, используется M -

последовательность длиной $2^{13}-1$. Параметры M -последовательности приведены в табл. 16 (типовой модельный пример)

Таблица 16

ПСП канальной информации группового сигнала на радиолинии КА–АС в режиме с обработкой сигнала (типовой модельный пример)

Номер ПСП	Полином													Начальный код												
	a1	a2	a3	a4	a5	a6	a7	a8	a9	a10	a11	a12	a13	d0	d1	d2	d3	d4	d5	d6	d7	d8	d9	d10	d11	d12
1 технологическая	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Структура ПСП соответствует структуре последовательности, формируемой генератором M -последовательности, приведенным на рис. 8.

Тактовая частота ПСП может иметь значения 5,76 МГц, 2,88 МГц или 1,44 МГц. Число элементов ПСП в блоке канальной информации (на одной последовательности Уолша) в зависимости от канальной скорости приведено в табл. 17.

Таблица 17

Длина ПСП для преамбулы и маркера

Тактовая частота ПСП, МГц	Канальная скорость, кбит/с	Число элементов ПСП в блоке
5,76	96	240
	12	1920
	6	3840
2,88	96	120
	12	960
	6	1920
1,44	96	60
	12	480
	6	960

Заключение

В данной статье рассмотрены принципы формирования и структура канальной информационно последовательности в режимах непрерывной передачи, пакетной передачи и передачи запросно-вызывного канала, представлены схемы формирования сигналов абонентской станции и сигналов запросно-вызывного каналов, обозначены требуемые длительности информационных слотов и канальные информационные скорости передачи данных.

Литература

1. Буйдинов Е.В., Кузовкова Т.А., Шаравова О.А. Методика и результаты оценки внешней эффективности развития инфраструктуры спутниковой связи на основе метода экстерналий // Электросвязь. 2018. № 4. С. 29-33.

2. Аджемов А.С., Буйдинов Е.В., Кузовкова Т.А. Применение интегральной модели для оценки эффективности построения системы спутниковой связи // Электросвязь. 2016. № 4. С. 25-29.

3. Макаренко С.И. Описательная модель сети связи специального назначения // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 2. С. 113-164. DOI: 10.24411/2410-9916-2017-10205.

4. Макаренко С.И. Модели системы связи в условиях преднамеренных дестабилизирующих воздействий и ведения разведки: монография. СПб.: Научно-технические технологии, 2020. 337 с.

5. Макаренко С.И. Перспективы и проблемные вопросы развития сетей связи специального назначения // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 2. С. 18-68. DOI: 10.24411/2410-9916-2017-10202.

6. Мордухович Л.Г., Степанов А.П. Системы радиосвязи: уч. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1997. 194 с.

7. Егоров А.Т., Ломакин А.А., Пантенков Д.Г. Математические модели оценки скрытности спутниковых каналов радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами. Часть 1 // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. №3. С. 19-26.

8. Ломакин А.А., Пантенков Д.Г., Соколов В.М. Математические модели оценки скрытности спутниковых каналов радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами. Часть 2 // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 37-48.

9. Спилкер Д.Д. Цифровая спутниковая связь. М.: Связь, 1979. 592 с.

10. Смирнов Н.И., Иванчук Н.А., Горгадзе С.Ф. Достоинства низкоорбитальных спутниковых систем передачи информации с синхронным кодовым разделением каналов типа «Глобалстар» // Электросвязь. 1997. № 2. С. 23-25.

11. Банкет В.Л., Дорофеев В.М. Цифровые методы в спутниковой связи. М.: Радио и связь. 1988. 240 с.

12. Системы спутниковой связи : учеб. пособие для вузов. Под ред. Л.Я. Кантора. М.: Радио и связь, 1992. 223 с.

13. Радиотехнические системы передачи информации: учеб. пособие для вузов. Под ред. В.В. Калмыкова. М.: «Радио и связь», 1990. 304 с.

14. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Вильямс, 2003. 1026 с.

15. Пантенков Д.Г. Результаты математического моделирования помехоустойчивости спутниковых систем радиосвязи при воздействии преднамеренных помех // Радиотехника. 2020. Т. 84. №5 (10). С. 20-30.

16. Пантенков Д.Г. Технические характеристики бортовых ретрансляторов космических аппаратов для обеспечения загоризонтной радиосвязи с беспилотными

летательными аппаратами // Радиотехника. 2020. Т. 84. №5 (9). С. 58-74.

17. Пантенков Д.Г., Ломакин А.А. Оценка устойчивости спутникового канала управления беспилотными летательными аппаратами // Радиотехника. 2019. Т. 83. №11 (17). С. 43-50.

18. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев, Н.П. Мухин, Г.С. Нахман-

сон. Под ред. В.И. Борисова. М.: Радио и связь, 2003. 640 с.

19. Боев Н.М. Анализ командно-телеметрической радиолнии связи с беспилотными летательными аппаратами // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М.Ф. Решетнева. 2012. № 2 (42). С. 86-91.

20. Камнев В.Е. Преимущества и недостатки различных спутниковых систем связи. М.: Спутниковая связь, 2007. Т. 1. 452 с.

Поступила 06.06.2023; принята к публикации 04.10.2023

Информация об авторах

Пантенков Дмитрий Геннадьевич – канд. техн. наук, руководитель направления стратегических исследований, главный конструктор, АО «Научно-исследовательский институт современных телекоммуникационных технологий» (214012, Россия, г. Смоленск, ул. Ново-Ленинградская, д. 10), тел. 8 (926) 109-23-95, e-mail: pantenkov88@mail.ru

Литвиненко Владимир Петрович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84), e-mail: litvinvp@gmail.com

Глушков Алексей Николаевич – канд. техн. наук, доцент, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54а), e-mail: a.glushkov75@yandex.ru

SIGNAL-CODE CONSTRUCTIONS AND STRUCTURE OF SIGNALS RADIO LINES OF SATELLITE COMMUNICATION

D.G. Pantenkov¹, V.P. Litvinenko², A.N. Glushkov³

¹Scientific Research Institute of Modern Telecommunication Technologies, Smolensk, Russia

²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

³Zhukovsky-Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract: currently, satellite communication systems are widely used in the daily life of civil and special consumers of information and allow for its prompt delivery between subscribers located at considerable distances from each other to solve various target tasks. To transmit information via satellite communication channels in DVB-S and DVB-S2 standards in the L-, S-, C-, Ku-, K-, Ka-frequency bands in modern satellite communication systems, digital modulation and coding methods are used, taking into account the typical values of signal-to-noise ratios for real modems. As a modulation of satellite communication signals, phase modulation with different encoding rates (QPSK, 8-PSK, 16-PSK) or quadrature amplitude modulation with different encoding rates (QAM-8, QAM-16, QAM-32, QAM-64) are mainly used. Modern satellite communication systems use Reed-Solomon codes, Turbo codes, convolutional codes, cascade codes as noise-resistant codes. At the same time, the main efforts of the developers of satellite communication systems are aimed at increasing the bandwidth of the satellite communication network, provided that the guaranteed coverage area is increased and the probability of error per bit of transmitted information is fixed. In this article, as a typical model example, the issues of formation and structure of the channel information sequence in the modes of continuous transmission, packet transmission and transmission of the request-calling channel are considered, schemes for generating signals of the subscriber station and signals of the request-calling channel are presented, the required durations of information slots and channel information data rates are indicated

Key words: satellite communication radio lines, signal-code design, coding, subscriber channel, request-call channel, packet data transmission, on-board information processing, information transmission rate, typical model example

References

1. Buidinov E.V., Kuzovkova T.A., Sharavova O.A. "Methodology and results of assessing the external effectiveness of the development of satellite communications infrastructure based on the externality method", *Telecommunications (Elektrosvyaz)*, 2018, no. 4, pp. 29-33.
2. Ajemov A.S., Buidinov E.V., Kuzovkova T.A. "Application of an integral model to assess the effectiveness of building a satellite communication system", *Telecommunications (Elektrosvyaz)*, 2016, no. 4, pp. 25-29.
3. Makarenko S.I. "Descriptive model of a special purpose communication network", *Control, communication and security systems (Sistemy upravleniya, svyazi i bezopasnosti)*, 2017, no. 2, pp. 113-164. DOI: 10.24411/2410-9916-2017-10205.
4. Makarenko S.I. "Models of the communication system in conditions of deliberate destabilizing influences and intelligence" ("Modeli sistem svyazi v uslovivakh prednamerennykh destabiliziruyushchikh vozdeystviy i vedeniya razvedki"), monograph. – St. Petersburg, Naukoyemkiye tekhnologii, 2020, 337 p.
5. Makarenko S.I. "Prospects and problematic issues of development of special purpose communication networks", *Control, communication and security systems (Sistemy upravleniya, svyazi i bezopasnosti)*, 2017, n. 2, pp. 18-68. DOI: 10.24411/2410-9916-2017-10202.
6. Mordukhovich L.G., Stepanov A.P. "Radio communication systems" ("Sistemy radiosvyazi"), textbook for universities, Moscow, Radio i svyaz, 1997.
7. Egorov A.T., Lomakin A.A., Pantenkov D.G. "Mathematical models for estimating the stealth of satellite radio communication channels with unmanned aerial vehicles", part 1, *Proc. of educational institutions of communications (Trudy uchebnykh zavedeniy svyazi)*, 2019, vol. 5, no. 3, pp. 19-26.

8. Lomakin A.A., Pantenkov D.G., Sokolov V.M. "Mathematical models for assessing the stealth of satellite radio communication channels with unmanned aerial vehicles", part 2, *Proc. of educational institutions of communications (Trudy uchebnykh zavedeniy svyazi)*, 2019, vol. 5, no. 4, pp. 37-48.
9. Spilker D.D. "Digital satellite communications" ("Tsifrovaya sputnikovaya svyaz"), Moscow, Svyaz, 1979.
10. Smirnov N.I., Ivanchuk N.A., Gorgadze S.F. "Advantages of low-orbit satellite information transmission systems with synchronous code separation of channels of the "Globalstar" type", *Telecommunications (Elektrosvyaz)*, no. 2, 1997.
11. Banket V.L., Dorofeev V.M. "Digital methods in satellite communications" ("Tsifrovyye metody v sputnikovoy svyazi"), Moscow, 1988.
12. "Satellite communication systems" ("Sistemy sputnikovoy svyazi"), textbook for universities, ed. by Kantor L.Ya., Moscow, 1992.
13. "Radio engineering systems of information transmission" ("Radiotekhnicheskiye sistemy peredachi informatsii"), textbook for universities, ed. by Kalmykov V.V., Moscow, 1990.
14. Sklvar B. "Digital communication. Theoretical foundations and practical application" ("Tsifrovaya svyaz. Teoreticheskiye osnovy i prakticheskoye primeneniye"), Moscow, 2003.
15. Pantenkov D.G. "Results of mathematical modeling of noise immunity of satellite radio communication systems under the influence of intentional interference", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2020, vol. 84, no. 5 (10), pp. 20-30.
16. Pantenkov D.G. "Technical characteristics of onboard repeaters of spacecraft for over-the-horizon radio communication with unmanned aerial vehicles", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2020, vol. 84, no. 5 (9), pp. 58-74.
17. Pantenkov D.G., Lomakin A.A. "Assessment of the stability of the satellite control channel for unmanned aerial vehicles", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2019, vol. 83, no. 11 (17), pp. 43-50.
18. Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E., Mukhin N.P., Nakhmanson G.S. "Noise immunity of radio communication systems with the expansion of the signal spectrum by modulation of the carrier pseudorandom sequence" ("Pomekhozashchishchennost sistem radiosvyazi s rasshireniyem spektra signalov modulyatsiyey nesushchey psevdosluchaynoy posledovatelnostyu"), ed. by Borisov V.I., Moscow, Radio i svyaz, 2003, 640 p.
19. Boev N.M. "Analysis of the command and telemetry radio line of communication with unmanned aerial vehicles". *The Bulletin of the Siberian State Aerospace University (Vestnik Sibirskogo gosudarstvennogo aerokosmicheskogo universiteta im. akademika M. F. Reshetneva)*, 2012, no. 2 (42), pp. 86-91.
20. Kamnev V.E. "Advantages and disadvantages of various satellite communication systems" ("Preimushchestva i nedostatki razlichnykh sputnikovyykh sistem svyazi"), vol. 1, Moscow, Sputnikovaya svyaz, 2007, 452 p.

Submitted 06.06.2023; revised 04.10.2023

Information about the authors

Dmitrii G. Pantenkov, Cand. Sc. (Technical), Head of Strategic Research – Chief Designer, Scientific research institute of modern telecommunication technologies (10 Novo-Leningradskaya str., Smolensk 214012, Russia), 8(926)109-23-95, e-mail: pantenkov88@mail.ru

Vladimir P. Litvinenko, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: litvinvp@gmail.com

Alexei N. Glushkov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Zhukovsky-Gagarin Air Force Academy (54a Staryh Bolshevikov str., Voronezh 394064, Russia), e-mail: a.glushkov75@yandex.ru

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ТРАКТА ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО РАДИОПРИЕМНИКА С ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ

А.И. Гревцев, В.И. Зимарин, В.В. Капитанов

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия

Аннотация: при проектировании приемного тракта промежуточной частоты супергетеродинного радиоприемника с цифровой обработкой сигналов применительно к узкополосным сигналам возникает необходимость учета особенностей выбора номинального значения промежуточной частоты и дискретизации не только полезного сигнала, но и всех помеховых частотных составляющих, поступающих на вход аналого-цифрового преобразователя. Целью работы является разработка предложений по построению тракта промежуточной частоты супергетеродинного радиоприемника с цифровой обработкой сигналов, учитывающих ослабление нежелательных частотных составляющих ближайшего отображения спектра при аналого-цифровом преобразовании сигнала. Элементами новизны является подход к выбору номинального значения промежуточной частоты и определение требований к минимальному значению ширины полосы мешания антиалиасингового фильтра. В работе показано, каким образом на этапе проектирования осуществляется предварительный выбор структуры тракта промежуточной частоты, определяется номинальное значение промежуточной частоты, выбирается антиалиасинговый полосовой фильтр, обеспечивающий ослабление нежелательных составляющих спектра в соседних каналах приема и в пределах отображения размноженного спектра при аналого-цифровом преобразовании сигнала. Предложенный подход позволяет сформировать структурную схему тракта второй промежуточной частоты и предъявить требования к его функциональным элементам

Ключевые слова: радиоприемник с цифровой обработкой сигналов, тракт промежуточных частот, размножение спектра, полоса мешания, полосовой фильтр

Актуальность

При построении супергетеродинного радиоприемника (РПРм) с цифровой обработкой сигналов в случае, если с помощью одного преобразования частоты не обеспечивается одновременно подавление зеркального и соседнего каналов приема, применяют два преобразования частоты. В схеме с двойным преобразованием частоты тракт первой промежуточной частоты (ПЧ) является вспомогательным и обеспечивает подавление побочных каналов приема второго преобразования частоты, тракт второй ПЧ выполняет требуемое подавление соседнего отображения спектра при аналого-цифровом преобразовании сигнала, а функции основной избирательности приемника реализуются методами цифровой обработки сигналов. Структурная схема супергетеродинного цифрового радиоприемника с двумя преобразованиями частоты показана на рис. 1, где приняты следующие обозначения: ВЦ – входная цепь, УРЧ – усилитель радиочастоты, СМ – смеситель, СЧ – синтезатор частоты, УПЧ – усилитель промежуточной частоты, КГ – кварцевый генератор, АЦП – аналого-цифровой

преобразователь, ЦОС – цифровая обработка сигналов, ОУ – оконечное устройство, АЧПТ – аналоговая часть приемного тракта [1, 2].

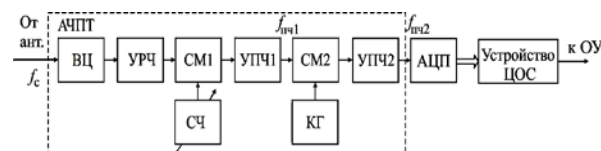


Рис. 1. Структурная схема супергетеродинного цифрового радиоприемника с двумя преобразованиями частоты

Процесс размножения спектра при дискретизации в АЦП низкочастотного сигнала в соответствии с теоремой Котельникова иллюстрируется на рис. 2, где $f_{\max}$ – максимальная частота спектра аналогового сигнала, f_d – частота дискретизации. При изображении спектров приняты следующие допущения и условности: спектр непрерывного сигнала ограничен в полосе частот; его треугольная форма выбрана условно. При выборе частоты дискретизации так, как показано на рис. 2, спектр сигнала выборки имеет в низкочастотной области от 0 до $0,5 f_d$ участок, повторяющий спектр непрерывного сигнала. В этом случае сигнал можно восстановить по его отсчетам с помощью фильтра

низких частот (ФНЧ) с близкой к прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) и граничной частотой, равной $f_{\max}$ [3, 4].

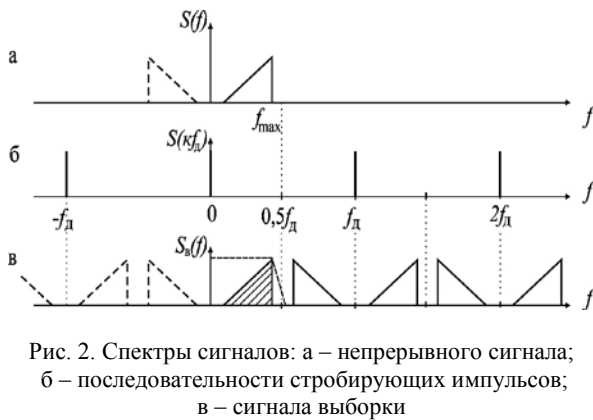


Рис. 2. Спектры сигналов: а – непрерывного сигнала; б – последовательности стробирующих импульсов; в – сигнала выборки

Однако на рис. 2 спектры сигналов показаны с четко выраженными границами, поэтому проблема подавления соседнего отображения спектра при фильтрации низкочастотного отображения неочевидна. Если в соседних каналах приема будут помехи, то в процессе размножения спектра помехи наложатся на копии полезного сигнала или частично их перекроют, и выделение информационного сигнала методами ЦОС будет невозможно. Кроме того, в общем случае спектр сигнала является нефинитным, а идеальных фильтров с прямоугольными АЧХ не существует. В связи с этим актуальной задачей остается ослабление нежелательных составляющих спектра в пределах низкочастотного отображения спектра, возникающего в результате размножения спектра при аналого-цифровом преобразовании сигнала.

Исходя из этого, целью статьи является разработка предложений по построению тракта промежуточной частоты супергетеродинного радиоприемника с цифровой обработкой сигналов, учитывающих ослабление нежелательных частотных составляющих ближайшего отображения спектра при аналого-цифровом преобразовании сигнала.

Особенности выбора частоты дискретизации и номинала второй ПЧ

На рис. 3, а показан случай наложения спектров в процессе дискретизации (алиасинг), участки наложения указаны в виде заштрихованных областей. Борьба с алиасингом в РПРм с ЦОС ведется по трем основным направлениям:

- увеличение частоты дискретизации;
- применение антиалиасинговых фильтров в аналоговой части РПРм;

повышение разрешающей способности цифровых фильтров при цифровой обработке сигналов [3, 4].

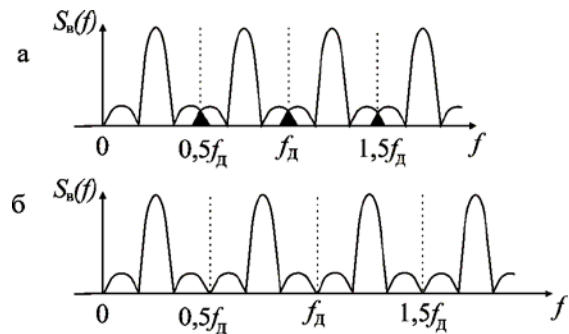


Рис. 3. Устранение наложения спектров путем увеличения частоты дискретизации:

а – спектр выборки при малой частоте дискретизации; б – спектр выборки при увеличении частоты дискретизации

Устранение алиасинга путем увеличения частоты дискретизации иллюстрируется на рис. 3, б. Однако увеличение частоты дискретизации влечет за собой повышение требований к быстродействию ЦОС, что не всегда приемлемо. В РПРм с ЦОС устранение алиасинга осуществляется путем комплексного решения вопросов частотной избирательности и увеличения частоты дискретизации. В частности, на основе анализа возможностей частотной избирательности аналогового тракта можно предъявить требование к минимальному разнесу частот между границами двух соседних отображений спектра.

В супергетеродинных РПРм в качестве антиалиасингового фильтра, обеспечивающего требуемое подавление соседнего отображения спектра, используется полосовой фильтр (ПФ) тракта 2ПЧ. Как правило, требуемое ослабление частотных составляющих ближайшего отображения спектра должно быть не меньше ослабления соседнего канала приема ($D_{ск}^* = 60\text{дБ}$) [3,5].

Во многих случаях для упрощения процедур ЦОС обеспечивают выполнение условия $f_{2пч} = 0,25 f_d$ [3,5]. Такое соответствие между частотой дискретизации и центральной частотой спектра, во-первых, обеспечит расположение отображений спектров по центру зон Найквиста и равное удаление соседних отображений друг от друга, и во-вторых, существенно упростит процедуры цифрового квадратурного преобразования сигнала и демодуляции.

При выборе значения частоты дискретизации также необходимо учитывать, что снижение

частоты дискретизации приводит к увеличению коэффициента шума АЦП и отрицательно сказывается на чувствительности РПРм [3, 5].

Возможность аналого-цифрового преобразования сигнала в тракте второй ПЧ сводится к выполнению условия теоремы Котельникова ($f_d > 2f_{\max}$) на частоте дискретизации современных АЦП. Для рассматриваемого случая $f_{\max} = f_{2\text{пч}} + \Delta F / 2$, где ΔF - ширина спектра непрерывного сигнала. Для узкополосного сигнала и рекомендуемой взаимосвязи номиналов частоты дискретизации и промежуточной частоты ($f_d = 4f_{2\text{пч}}$) обеспечить аналого-цифровое преобразование сигнала с помощью существующих АЦП не вызовет затруднений (частота дискретизации АЦП при высокой разрядности превысила 100 МГц) [6]. Таким образом, окончательный выбор номинала второй ПЧ необходимо осуществлять исходя из требований подавления побочных каналов приема второго преобразования частоты.

Влияние выбора номинала 2ПЧ на значения частот второго зеркального канала можно проанализировать с помощью рис. 4.

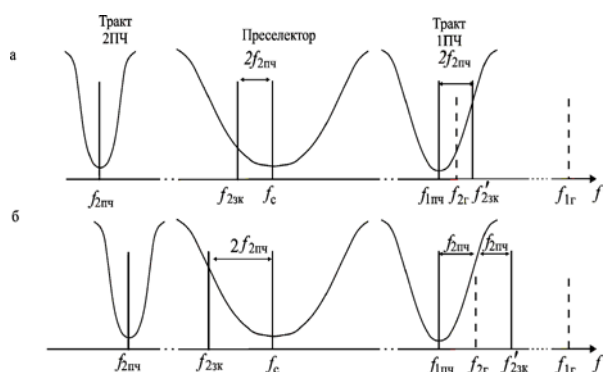


Рис. 4. Образование второго зеркального канала при различном номинале $f_{2\text{пч}}$:

а – $f_{2\text{пч}}$ - низкое; б – $f_{2\text{пч}}$ - высокое

Из иллюстрации следует, что с уменьшением значения $f_{2\text{пч}}$ (рис. 4, а) частота второго зеркального канала приближается к частоте сигнала в преселекторе ($f_{2зк}$) и в тракте 1ПЧ, то есть при малом значении $f_{2\text{пч}}$ подавление помехи по второму зеркальному каналу в преселекторе и тракте 1ПЧ снижается. Увеличение значения $f_{2\text{пч}}$ (рис. 4, б) приводит к повышению избирательности по второму зеркальному каналу, однако при этом вторая промежуточная частота может попасть в диапазон рабочих частот, что недопустимо. Тогда необходи-

мо искать компромисс, при котором значение $f_{2\text{пч}}$ позволяет выполнить требования по подавлению в РПРм помехи по второму зеркальному каналу. Расчет ослабления помехи по второму зеркальному каналу осуществляется по известной методике [1, 2].

Определение требований к полосовому фильтру тракта 2ПЧ

Процесс размножения спектра сигнала при дискретизации в соответствии с теоремой Котельникова и выбором $f_{2\text{пч}} = 0,25f_d$ иллюстрируется на рис. 5 [3,4].

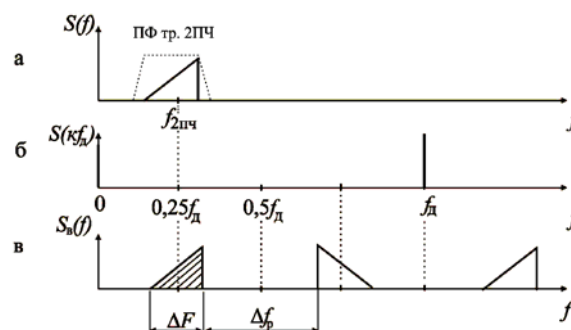


Рис. 5. Спектры сигналов: а – непрерывного сигнала на $f_{2\text{пч}}$; б – последовательности стробирующих импульсов с частотой f_d ; в – сигнала выборки

В результате второго преобразования частоты принимаемый сигнал с частотой $f_{1\text{пч}}$ переносится на частоту $f_{2\text{пч}}$ (рис. 5, а) и выделяется на выходе второго смесителя ПФ тракта второго преобразования частоты (2ПЧ). В дальнейшем этот сигнал подвергается аналого-цифровому преобразованию с частотой дискретизации $f_d = 4f_{2\text{пч}}$ (рис. 5, б). В результате дискретизации в АЦП спектр сигнала размножается, как показано на рис. 5, в. При дискретизации в соответствии с теоремой Котельникова самое низкочастотное отображение спектра (заштрихованный спектр на рис. 5, в) является копией сигнала в тракте 2ПЧ и находится на той же центральной частоте $f_{2\text{пч}}$. После квантования и фильтрации с помощью цифрового ФНЧ данный спектр подвергается дальнейшей цифровой обработке [3, 4].

В соответствии с рис. 5, в ближайшее отображение спектра, с которым возможно взаимное наложение, удалено от границы низкочастотного отображения спектра на величину:

$$\Delta f_p = 0,5 f_d - \Delta F, \quad (1)$$

где ΔF - ширина спектра сигнала (с учетом неустойчивости радиолинии – максимальная ширина полосы пропускания РПрм).

С учетом решаемых задач тракт 2ПЧ может быть построен по схеме, представленной на рис. 6 [2,3].

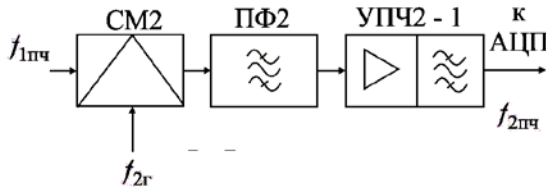


Рис. 6. Структурная схема тракта 2ПЧ

Выбор частоты второго гетеродина осуществляется исходя из условия:

$$f_{2пч} = |f_{1пч} - f_{2г}|. \quad (2)$$

Выбор нижней или верхней настройки гетеродина относительно частоты $f_{1пч}$ целесообразно проводить исходя из возможности формирования гармонического колебания, стабильность частоты которого не хуже стабильности частоты синтезатора частот, выполняющего функцию первого гетеродина.

Для формирования гармонического колебания с постоянной частотой второго гетеродина в схемах РПрм можно использовать кварцевый генератор, высокая стабильность частоты которого обеспечивается кольцом фазовой автоматической подстройки частоты. Эталонным колебанием в цепи автоматической подстройки частоты, как правило, является высокостабильное колебание от опорного генератора синтезатора частот.

Требуемые избирательные свойства тракта реализуются полосовым фильтром (ПФ2) на выходе смесителя (СМ2). Усилитель (УПЧ2) может содержать несколько каскадов резонансных усилителей напряжения с одноконтурной нагрузкой, не оказывающей существенное влияние на избирательность тракта. Все фильтры тракта (ПФ2 и контуры в нагрузке каскадов) настроены на частоту $f_{2пч}$.

В качестве ПФ2 целесообразно выбирать кварцевый фильтр с центральной частотой равной $f_{2пч}$, затуханием в полосе задерживания не менее $D_{ск}^* + D_{пп}$ ($D_{пп}$ - ослабление в полосе пропускания фильтра; $D_{ск}^*$ - требуемое ослаб-

ление соседнего канала приема ($D_{ск}^* = 60\text{дБ}$)), полосой пропускания не менее максимальной ширины полосы пропускания приемника. Выбор требуемого ослабления в полосе задерживания определяется необходимым ослаблением соседнего отображения спектра при дискретизации с учетом ослабления полезного сигнала в полосе пропускания ($D_{ск}^* + D_{пп}$).

Требование к коэффициенту прямоугольности ПФ2 (или к ширине полосы мешания) можно сформулировать на основе рассчитанного с помощью выражения (1) значения частотного разнеса между соседними отображениями спектров.

На рис. 5 понятие частотного разнеса Δf_p между соседними отображениями спектра вводится для идеализированного случая, когда аналого-цифровому преобразованию подвергается только сигнал в полосе частот ΔF . В цифровом РПрм на вход АЦП вместе с полезным сигналом поступают все частотные составляющие, действующие в пределах АЧХ ПФ2. Проникновение этих спектральных составляющих в спектр низкочастотного отображения сигнала также недопустимо, как и соседнего отображения спектра. Подавить до требуемого уровня все помеховые составляющие в пределах спектра низкочастотного отображения сигнала – основное требование к полосовому фильтру ПФ2, выполняющего функцию антиалиасингового фильтра.

Определим взаимосвязь ширины полосы мешания полосового фильтра с величиной разнеса между соседними отображениями спектра. Значение частотного разнеса между соседними отображениями спектра можно связать с показателями антиалиасингового фильтра (рис. 7).

Рис. 7, а иллюстрирует случай минимальной ширины полосы мешания ПФ ($\Delta f_{мин}$) при заданном значении Δf_p . На рисунке изображена АЧХ полосового фильтра ПФ2 (с частотой настройки $f_{2пч}$) и ее копия на частоте соседнего отображения спектра (с частотой настройки f_k). Требуемое подавление соседнего отображения спектра в пределах ширины спектра принимаемого сигнала возможно, если соседнее отображение спектра находится за пределами полосы мешания (Δf_m) полосового фильтра ПФ2. В случае $\Delta f_{мин}$ граница полосы мешания совпадает с границей соседнего отображения спектра.

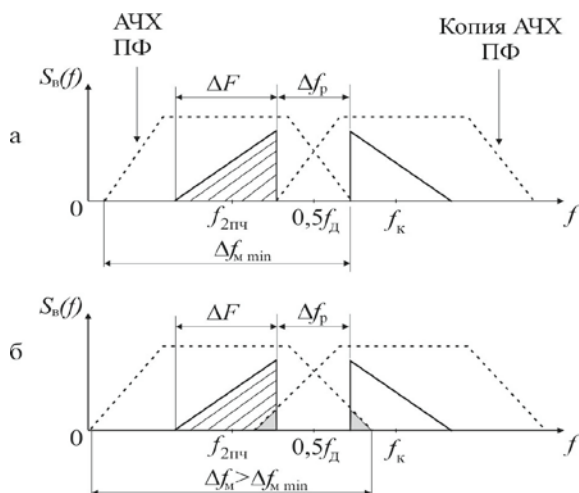


Рис. 7. Определение минимального значения ширины полосы мешания антиалиасингового фильтра: а – случай минимального значения ширины полосы мешания

$$(\Delta f_m = \Delta f_{m \min});$$

б – случай наложения спектров ($\Delta f_m > \Delta f_{m \min}$)

Анализ рис. 7 показывает, что значение частотного разнеса между соседними отображениями спектра связано с шириной спектра сигнала ΔF и шириной полосы мешания ПФ $\Delta f_{m \min}$ соотношением:

$$\Delta f_p = 0,5(\Delta f_{m \min} - \Delta F). \quad (3)$$

Рис. 7, б иллюстрирует случай недопустимой ширины полосы мешания, который приводит к наложению спектров ($\Delta f_m > \Delta f_{m \min}$).

Подставляя в выражение (3) Δf_p и ΔF , можно получить минимальное значение ширины полосы мешания фильтра $\Delta f_{m \min}$.

Заключение

Таким образом, разработаны предложения по построению тракта промежуточной частоты супергетеродинного радиоприемника с цифровой обработкой сигналов, учитывающие ослабление нежелательных составляющих спектра, в пределах низкочастотного отображения спектра, возникающих в результате размножения спектра при аналого-цифровом преобразовании сигнала. Данный подход позволяет сформировать структурную схему тракта 2ПЧ, провести расчет тракта 2ПЧ и предъявить требования к его функциональным элементам.

Литература

1. Зимарин В.И., Козирацкий А.Ю., Капитанов В.В. Прием и обработка сигналов: учебник. Воронеж ВУНЦ ВВС «ВВА», 2019. 325 с.
2. Радиоприемные устройства / Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин и др. М.: Горячая линия – Телеком, 2007. 520 с.
3. Бернард Склар. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
4. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. Пер. с англ. 2-е изд. М.: Бином-Пресс, 2007. 379 с.
5. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учебное пособие. М.: Эко-Трендз, 2005. 392 с.
6. Кестер У. Применение высокоскоростных систем. Пер. с англ. М.: Техносфера, 2009. 365 с.

Поступила 16.06.2023; принята к публикации 04.10.2023

Информация об авторах

Гревцев Александр Иванович – канд. техн. наук, заместитель начальника кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а), тел. +7 951 850 59 22, e-mail: gref555@mail.ru

Зимарин Виктор Иванович – канд. техн. наук, доцент кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а), тел. +7 920 428 16 10, e-mail: zim555@mail.ru

Капитанов Владимир Валерьевич – канд. техн. наук, доцент кафедры радиотехники и антенно-фидерных устройств, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а), тел. +7 904 211 47 08, e-mail: kvv256@rambler.ru

FEATURES OF THE CONSTRUCTION OF THE INTERMEDIATE FREQUENCY PATHS SUPERHETERODYNE RADIO RECEIVER WITH DIGITAL SIGNAL PROCESSING

A.I. Grevtsev, V.I. Zimarin, V.V. Kapitanov

Zhukovsky-Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract: when designing the receiving path of the intermediate frequency of a superheterodyne radio receiver with digital signal processing in relation to narrowband signals, it becomes necessary to take into account the features of choosing the nominal value of the intermediate frequency and sampling not only the useful signal, but also all the interfering frequency components coming to the input of the analog-to-digital converter. The aim of the work is to develop proposals for constructing an intermediate frequency path of a superheterodyne radio receiver with digital signal processing, taking into account the attenuation of undesirable frequency components of the nearest spectrum display during analog-to-digital signal conversion. The novelty elements are the approach to choosing the nominal value of the intermediate frequency and determining the requirements for the minimum value of the interference bandwidth of the antialiasing filter. The paper shows how, at the design stage, a preliminary selection of the structure of the intermediate frequency path is carried out, the nominal value of the intermediate frequency is determined, an antialiasing bandpass filter is selected, which provides attenuation of undesirable components of the spectrum in neighboring reception channels and within the display of the multiplied spectrum during analog-to-digital signal conversion. The proposed approach makes it possible to form a block diagram of the second intermediate frequency path and to make requirements for its functional elements

Key words: radio receiver with digital signal processing, intermediate frequency path, spectrum multiplication, interference band, bandpass filter

References

1. Zimarin V.I., Koziratsky A.Yu., Kapitanov V.V. "Signal reception and processing" ("Priyem i obrabotka signalov"), textbook, Voronezh, VUNTS VVS «VVA», 2019, 325 p.
2. Fomin N.N., Buga H.H., Golovin O.V. "Radio receivers" ("Radiopriyemnyye ustroystva"), Moscow, Goryachaya liniya – Telekom, 2007, 520 p.
3. Sklyar B. "Digital communication. Theoretical bases and practical application" ("Tsifrovaya svyaz. Teoreticheskiye osnovy i prakticheskoye primeneniye"), trans. from Eng., Moscow, Williams, 2003, 1104 p.
4. Laions R. "Digital signal processing" ("Tsifrovaya obrabotka signalov"), trans. from Eng., Moscow, Binom-Press, 2007, 379 p.
5. Volkov L.N., Nemirovsky M.C., Shinakov Ju.S. "Digital radio communication systems: basic methods and characteristics" ("Sistemy tsifrovoy radiosvyazi: bazovyye metody i kharakteristiki"), Moscow, Eko-Trendz, 2005, 392 p.
6. Kester U. "Application of high-speed systems" ("Primeneniye vysokoskorostnykh system"), trans. from Eng., Moscow, Technosfera, 2009, 365 p.

Submitted 16.06.2023; revised 04.10.2023

Information about the authors

Alexander I. Grevtsev – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor at of the Department of radio Engineering, Zhukovsky-Gagarin Air Force Academy (54a Saryh Bolshevikov str., Voronezh 394064, Russia), tel. +7 951 850 59 22, e-mail: gref555@mail.ru
Victor I. Zimarin – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor at of the Department of radio Engineering, Zhukovsky-Gagarin Air Force Academy (54a Saryh Bolshevikov str., Voronezh 394064, Russia), tel. +7 920 428 16 10, e-mail: zim555@mail.ru
Vladimir V. Kapitanov – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor at of the Department of radio Engineering, Zhukovsky-Gagarin Air Force Academy (54a Saryh Bolshevikov str., Voronezh 394064, Russia), tel. +7 904 211 47 08, e-mail: kvv256@rambler.ru

АНАЛИЗ ПРОЦЕССОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ОБЪЕКТОВ В РАМКАХ СИСТЕМ СОТОВОЙ СВЯЗИ

И.С. Киреев, И.В. Зубарев, А.В. Бурковский

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: важной задачей на уровне проектного решения является расчет характеристик сигнала в любой точке, в которой выполняется поддержание связи. По результатам расчета можно предположить, какое число базовых станций необходимо для обеспечения качественного приема и передачи сигнала в условиях работы базовых станций. Поскольку в городской среде с высокой плотностью застройки имеются особенности в виде многолучевых сигналов со сложной интерференцией, теневые зоны, в которых распространение сигнала затруднено, необходимо иметь хотя бы приближенные модели, способные описывать распространение радиоволн в данных условиях. Особой проблемой является возникновение межсимвольной интерференции, при которой длительность задержки будет больше, чем длительность информационного символа. Приведены наиболее распространенные модели для анализа электромагнитного взаимодействия в системах радиосвязи, в том числе и системах сотовой связи. Представлена структура сотовой сети, рассмотрено влияние одиночных препятствий на распространение радиоволн. Основой представленных моделей является принцип суперпозиции, то есть принцип представления трассы распространения сигнала в виде отдельных участков путей, по которому осуществляется взаимодействие между абонентом и базовой станцией

Ключевые слова: радиосвязь, системы сотовой связи, структура сотовой связи, двулучевая модель распространения, одиночные препятствия

Введение

В последнее время отмечается активное развитие систем беспроводных технологий и, в частности, систем сотовой связи. Данное развитие связано, в первую очередь, с появлением новых технологий передачи данных посредством каналов связи, а также разработкой новых способов борьбы с различными негативными особенностями, возникающими в физическом канале, такими, например, как временные и частотные замирания, явление интерференции, а также неидеальность физического канала, связанная с наличием в канале аддитивных шумов [1].

Как правило, на сегодняшний день методами борьбы с рассмотренными явлениями являются корректирующее кодирование, позволяющее восстановить искаженный информационный сигнал на приемной стороне при помощи различных процедур и кодов, использование цифровых методов модуляции, предоставляющих альтернативу между помехоустойчивостью и скоростью передачи информации.

Системы сотовой связи занимают особое место в современной технике передачи информации, так как используются в основном в гражданских целях, а особенностью разработки таких систем является оптимизация положения

вышек базовых станций относительно друг друга [1].

Структура сотовой связи

Сотовая сеть является весьма сложной структурой, в которой при проектировании учитываются множество особенностей. Топология и оборудование, используемое в сотовой сети, зависит также от поколения, однако описание сети следует начинать с ее топологии. На рис. 1 приведена простейшая топология сети сотовой связи GSM.

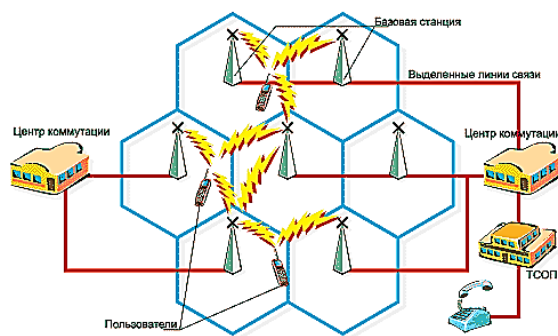


Рис. 1. Топология сотовой сети стандарта GSM

Принцип работы сети состоит в том, что абонент, вызывая другого пользователя либо принимая вызов, отправляет команду устройству (мобильному телефону) установить соеди-

нение с одной из близлежащих базовых станций (БС) по радиоканалу в пределах определенного участка (соты), совокупность данных участков называется зонами покрытия. Для обеспечения качественного приема/передачи сигналов в заданной соте используются несколько приёмо-передающих антенн, обычно до 12 штук, а также антенны имеют особую диаграмму направленности.

Таким образом, у идеальной длинной линии имеется лишь коэффициент фазы.

Модели анализа процессов в системах сотовой связи

Простейшим примером распространения радиоволны в системах сотовой связи является модель вдоль плоской поверхности Земли [2]. Недостатком данной модели является ограниченность применимости из-за крайне грубой оценки принимаемой мощности, в связи с чем зачастую используется двулучевая модель, построенная на принципах отражательных формул. На рис. 2 представлена иллюстрация, поясняющая принцип данной модели.

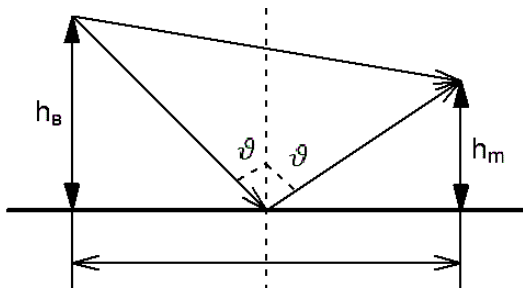


Рис. 2. Двулучевая модель распространения

Основной принцип данной модели состоит в том, что электромагнитную волну в окрестности плоской границы можно представить в виде суперпозиции прямой волны, падающей на поверхность и отраженной от границы раздела, тогда мощность на приемной стороне определяется по формуле

$$P_R = P_{R0} |1 - \exp(jk\Delta r)|^2, \quad (1)$$

где P_{R0} – мощность прямой волны, Δr – разность хода прямого и отраженного луча $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, λ – длина волны.

Данное соотношение справедливо в случае, когда расстояние между передающей и приемной частью удовлетворяет следующему условию [3]:

$$r \gg \sqrt{h_b h_m}, \quad (2)$$

где h_b и h_m – высоты передающей и приемной антенны. Таким образом для разности хода можно записать следующее:

$$\Delta r = \sqrt{(h_b + h_m)^2 + r^2} - \sqrt{(h_b - h_m)^2 + r^2} \approx \frac{2h_b h_m}{r}. \quad (3)$$

Таким образом, выражение (1) примет вид:

$$P_R = P_{R0} \left(4\pi \frac{h_b h_m}{r} \right)^2. \quad (4)$$

либо вид (5)

$$P_R = P_T G_T G_R \frac{(h_b h_m)^2}{r^4}, \quad (5)$$

где G_T – коэффициент усиления передающей антенны, G_R – коэффициент усиления приемной антенны P_T – мощность передатчика.

Рассматривая выражение (5), можно сказать, что на границе раздела двух сред наблюдается существенное уменьшение уровня мощности со стороны приемника от расстояния. Оценка потерь в физическом канале выполняется на основе выражения ниже [1]

$$L[\text{дБ}] = 40 \lg(r) - 10 \lg(G_T) - 10 \lg(G_R) - 20 \lg((h_b h_m)). \quad (6)$$

Учитывая особенности рельефа в виде неровностей, необходимо применять такие модели, которые учитывали бы их и отображали это влияние на физику распространения радиоволн. Анализировать подобную модель можно на примере иллюстрации, приведенной на рис. 3.

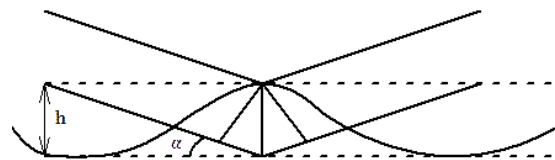


Рис. 3. Иллюстрация модели оценки неровности поверхности при распространении радиоволн

На рис. 3 через величину h обозначен максимальный уровень неровности. На основе выражения (7) можно оценить разность фаз падающей и отраженной волны от вершины неровности

$$\Delta\varphi = 2hk_0 \sin(\alpha) = 2h \frac{2\pi}{\lambda} \sin(\alpha). \quad (7)$$

На основе выражения (8) можно определить величину h , при которой справедливо не учитывать шероховатость поверхности при анализе отражения от нее радиоволн. Для этого необходимо условиться, чтобы разность фаз была не более величины $\Delta\varphi_{max} = \pi/2$, а величина $\Delta\varphi < \Delta\varphi_{max}$.

$$h < \frac{\lambda}{8 \sin(\alpha)}. \quad (8)$$

Неравенство (8) именуется критерием Релея. В случае радиовещания с удаленными приемниками при $\alpha \ll 1$ условие Релея имеет вид (9):

$$h = \frac{\lambda}{8\alpha}. \quad (9)$$

В случае не выполнения условия (9) при вычислении отражения электромагнитных волн от отражаемой поверхности требуется использовать эффективный коэффициент отражения. В случае, когда критерий Релея не выполняется, при расчетах отражения радиоволн от поверхности Земли требуется использовать эффективный коэффициент отражения. Учитывая эффективный коэффициент отражения, следует вводить функцию $h(x)$, которая характеризует неравномерность высот в зависимости от координаты. Учитывая принцип Кирхгофа, рассматриваемую неравномерную область можно интерпретировать как набор элементарных плоских площадок, представленный на рис. 4.

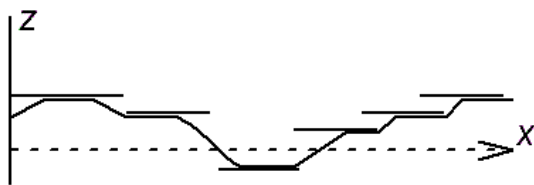


Рис. 4. Принцип Кирхгофа

Фазовый сдвиг падающей и отраженной волны от данной площадки ($z = 0$, при $h(x) = 0$) рассчитывается на основе формулы (10)

$$\begin{aligned} \Delta\varphi(x) &= 2h(x)k_0 \cos(\vartheta) = \\ &= \frac{2\pi}{\lambda} 2h(x) \cos(\vartheta), \end{aligned} \quad (10)$$

где ϑ – угол падения волны; $k_0 = 2\pi/\lambda$ – волновое число.

Для вектора напряженности электрического поля отраженного сигнала можно записать формулу

$$E_{REF}(\vartheta) = E_{INC} f(\vartheta) \times \exp(jk_0 2h(x) \cos(\vartheta)). \quad (11)$$

Учитывая, что $h(x)$ – случайный процесс, описываемый плотностью распределения вероятности $W(x)$, среднее значение напряженности E_{REF} можно выразить интегральным соотношением

$$E_{REF} = E_{INC} f(\vartheta) \times \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(ik_0 2h(x) \cos(\vartheta)) w(h) dh. \quad (12)$$

В данном случае $f(\vartheta)$ (коэффициенты отражения волны) от всех сегментов являются одинаковыми. Учтём, что функция $h(x)$ имеет нормальное распределение (13)

$$W(h) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta} \exp\left(-\frac{h^2}{2\delta^2}\right), \quad (13)$$

где δ – СКО величины $h(x)$. Вычисляя интеграл (12) получаем коэффициент отражения волны с учетом неровности поверхности

$$\begin{aligned} \overline{f(\vartheta)} &= \frac{\overline{E_{REF}}}{E_{INC}} = \\ &= f(\vartheta) \exp\left(-8\pi^2 \left(\frac{\delta}{\lambda}\right)^2 \cos^2(\vartheta)\right). \end{aligned} \quad (14)$$

Исходя из (14) видно, что коэффициент отражения от неровной поверхности существенно уменьшается с ростом соотношения δ/λ .

Влияние одиночных препятствий на распространение радиоволн

Известно, что при распространении радиоволн в сильно пересеченной местности в городских условиях или внутри зданий часто отсутствует прямая видимость. В данном случае волна в прямой видимости также отсутствует и распространяется от приемника к передатчику посредством дифракции волн на разнообразных преградах. Рассмотрим распространение электромагнитной волны в случае одиночной преграды. Расчеты дифракционного поля могут быть выполнены при помощи приближения

Кирхгофа. В точке наблюдения электромагнитное поле можно представить как поле вторичных источников сигнала, которые располагаются на плоскости, совпадающей с плоскостью экрана, на котором наблюдается явление дифракции волн, основываясь на принципе Гюйгенса-Френеля. Решение данной задачи сводится к расчету интегралов Френеля. На рис. 5 приведена иллюстрация физического процесса дифракции на краю тонкого экрана, удаленного на расстояния r_1 от передатчика (Т) и на r_2 от приемника (Р) [4].

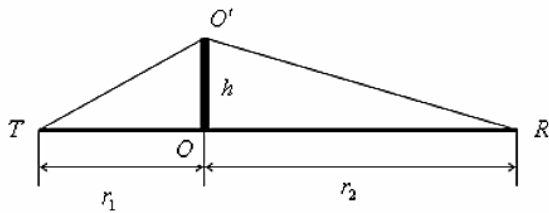


Рис. 5. Иллюстрация дифракции на краю

Расчет разности хода дифракционного и прямого лучей можно провести на основе выражения (15).

$$\Delta r = \frac{h^2}{2} \frac{r_1 + r_2}{r_1 r_2}. \quad (15)$$

Для упрощения анализа введем величину v , определяемую формулой (16)

$$v = h \sqrt{\frac{2(r_1 + r_2)}{\lambda r_1 r_2}} = 2 \sqrt{\frac{\Delta r}{\lambda}}. \quad (16)$$

На основе ранее выведенного разность фаз между прямым и дифракционным лучом составляет $\Delta \varphi = \pi v^2 / 2$, в точке наблюдения электромагнитное поле рассчитывается на основе формулы (17)

$$E = E_0 \frac{(1 + j)}{2} \int_v^\infty \exp\left(-\frac{j\pi t^2}{2}\right) dt. \quad (17)$$

Для оценки дифракционных потерь на практике применяют следующие выражения [5]

$$L(v) = \begin{cases} 0, & v \leq -1; \\ 20 \lg(0.5 - 0.62v), & -0.8 < v < 0; \\ 20 \lg(0.5 \exp(-0.95v)), & 0 < v < 1; \\ 20 \lg(0.4 - (0.1184 - (0.38 - 0.1v)^2)^{1/2}), & 1 < v < 2.4; \\ 20 \lg\left(\frac{0.225}{v}\right), & v > 2.4. \end{cases} \quad (18)$$

На рис. 6 приведена типовая характеристика дифракционных потерь.

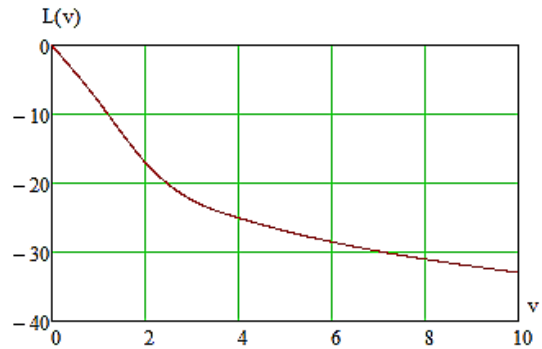


Рис. 6. Характеристика дифракционных потерь

Для оценки и расчета дифракционных потерь при наличии нескольких препятствий используются такие модели, как модель Биллингтона, модель Эпштейна-Петерсона и другие, которые будут рассмотрены в дальнейшем.

Заключение

В рамках проведенного анализа были рассмотрены наиболее используемые математические модели распространения электромагнитных волн в пространстве с учетом влияния шероховатости поверхностей и прочих факторов, влияющих на эффективность передачи данных. Особое внимание заслуживают модели оценки и расчета дифракционных потерь в случае, когда имеется несколько препятствий, так как данный случай имеет широкое применение на практике. Рассмотренный математический аппарат в дальнейшем планируется применить в качестве основы для моделирования распространения радиоволн в системах сотовой связи.

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1903 с.
2. Дымович Н.Д., Красюк Н.П. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Радио и связь, 1984. 272 с.
3. Лавренцев Ю.В. Квазидетерминированная трехмерная модель многолучевого канала распространения миллиметровых радиоволн в городской застройке // Журнал радиоэлектроники. 2000. №5.
4. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. Пер. с англ. Под ред. В.И. Журавлева. М.: Радио и связь, 2000. 520 с.
5. Столлингс В. Беспроводные линии связи и сети. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 640 с.

Информация об авторах

Киреев Иван Сергеевич – аспирант кафедры электропривода, автоматики и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел. +7 (473) 243-77-20, e-mail: vanchez_kireev@mail.ru

Зубарев Игорь Валентинович – канд. техн. наук, доцент кафедры электропривода, автоматики и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел. +7 (473) 243-77-20, e-mail: zubarev71@gmail.com

Бурковский Александр Викторович – канд. техн. наук, доцент, декан факультета энергетики и систем управления, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел. +7 (473) 243-77-20, e-mail: bav@vorstu.ru

ANALYSIS OF PROCESSES OF ELECTROMAGNETIC INTERACTION OF OBJECTS WITHIN CELLULAR COMMUNICATION SYSTEMS

I.S. Kireev, I.V. Zubarev, A.V. Burkovsky

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: an important task at the level of the design solution is to calculate the characteristics of the signal at any point where communication is maintained. Based on the results of the calculation, it can be assumed how many base stations are needed to ensure high-quality reception and transmission of the signal in the operating conditions of base stations. Since in an urban environment with a high density of buildings there are features in the form of multipath signals with complex interference, shadow zones in which signal propagation is difficult, it is necessary to have at least approximate models capable of describing the propagation of radio waves in these conditions. A particular problem is the occurrence of intersymbol interference, in which the delay duration will be longer than the duration of the information symbol. The paper presents the most common models for the analysis of electromagnetic interaction in radio communication systems, including cellular communication systems. The structure of the cellular network is presented, the influence of single obstacles on the propagation of radio waves is considered. The basis of the presented models is the principle of superposition, that is, the principle of representing the signal propagation route in the form of separate sections of paths along which the interaction between the subscriber and the base station is carried out

Key words: radio communication, cellular communication systems, cellular communication structure, two-beam propagation model, single obstacles

References

1. Sklyar B. "Digital communication. Theoretical foundations and practical application" ("Tsifrovaya svyaz. Teoreticheskiye osnovy i prakticheskoye primeneniye"), Moscow, Williams, 2003, 1903 p.
2. Dymovich N.D. Krasnyuk N.P. "Electrodynamics and propagation of radio waves" ("Elektrodinamika i rasprostraneniye radiovoln"), Moscow, Radio i svyaz, 1984, 272 p.
3. Lavrentiev Yu.V. "A quasi-deterministic three-dimensional model of a multipath channel for the propagation of millimeter radio waves in urban development", *Journal of Radio Electronics (Zhurnal radioelektroniki)*, 2000, no. 5.
4. Feer K. "Wireless digital communication. Methods of modulation and spectrum expansion" ("Besprovodnaya tsifrovaya svyaz. Metody modulyatsii i rasshireniya spectra"), trans. from Eng., ed. by Zhuravlev V.I., Moscow, Radio i svyaz, 2000, 520 p.
5. Stallings V. "Wireless communication lines and networks" ("Besprovodnyye linii svyazi i seti"), Moscow, Williams, 2003, 640 p.

Submitted 16.06.2023; revised 05.10.2023

Information about the authors

Ivan S. Kireev - Graduate Student, the Department of Electric Drive, Automation and Control in Technical Systems, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel. +7(473)243-77-20, e-mail: zubarev71@gmail.com
Igor V. Zubarev - Cand. Sc. (Technical), Associate Professor of the Department of Electric Drive, Automation and Control in Technical Systems, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel. +7(473)243-77-20, e-mail: zubarev71@gmail.com

Alexander V. Burkovsky – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Dean of the Faculty of Energetics and Control Systems, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel. +7(473)243-77-20, e-mail: bav@vorstu.ru

АНАЛИЗ РАБОТЫ ФРАКТАЛЬНОЙ АНТЕННЫ ТИПА Н-ДЕРЕВО ДЛЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

А.С. Новак¹, М.С. Пашенко¹, А.А. Антонов²

¹Дальневосточный федеральный университет, г. Владивосток, Россия

²Морской государственный университет имени адмирала Г.И. Невельского, г. Владивосток, Россия

Аннотация: связь стала одной из основ развития инфраструктуры. В частности, разрабатываются системы радиосвязи, которые одновременно используют различные диапазоны частот. При создании устройств производители переходят к более высоким частотам и широкополосной передаче данных. Это говорит о том, что существует необходимость в совершенствовании современных антенн. Фрактальная антенна Н-дерево является хорошей основой для получения многодиапазонной антенны уменьшенного размера в следующих диапазонах частот: 4,4 – 4,9 ГГц и 24,5 – 29,5 ГГц (сеть 5 G - fifth generation). Работа сети пятого поколения (5G) объясняется использованием высокочастотных волн, которые обеспечивают хорошую направленность сигнала. То есть высокочастотный сигнал будет отправлен в место, где находится большой запрос в трафике. Полученная в результате система будет обладать быстрой работой и высокой производительностью. Индустрия связи должна стремиться к тому, чтобы обеспечить поддержку как можно большего количества устройств на квадратный километр. Поэтому проблема со связью в густонаселенных местах и в местах с большим количеством людей должна отойти на второй план. В статье представлены результаты моделирования фрактальной древовидной антенны. Исследования типа поляризации и согласования вибраторов друг с другом проводились с использованием программного комплекса MMANA-GAL. Размеры рассчитаны таким образом, чтобы охватывать определенный диапазон частот. Проведен анализ характеристик антенны в диапазоне частот 5G; выбор количества итераций антенны производится путем оценки ключевых параметров

Ключевые слова: фрактальная антенна, итерация, древовидная антенна, диаграмма направленности, поляризация, коэффициент усиления

Благодарности: работа выполнена в рамках государственного задания FZNS-2023-0008

Введение

В настоящее время наблюдается огромный и постоянно растущий спрос на планарные антенны, в особенности на микрополосковые патч-антенны (МКП). МКП имеют ряд свойств (малый размер, небольшая толщина, простота в подключении, возможность работать в многодиапазонном режиме), которые выгодно отличают их от других типов антенн [1-2]. Традиционные антенны обычно работают только в одной полосе частот, и для различных приложений связи требуются разные конструкции антенн, поэтому существует потребность в большом разнообразии конструкций антенно-фидерных устройств. Чтобы решить эту проблему, несколько отдельных антенн можно заменить одной многочастотной микрополосковой патч-антенной для работы в различных диапазонах частот.

Микрополосковые антенны подходят для двухдиапазонных (многодиапазонных) беспроводных устройств. Фрактальная антенна явля-

ется хорошей основой для получения многодиапазонной антенны уменьшенных размеров [3-4]; в данной работе рассматривается такой малоизученный фрактал как Н-дерево в следующих диапазонах частот: 4,4 – 4,9 ГГц и 24,5 – 29,5 ГГц (сети 5 G).

Само определение «фрактальный» обозначает «неправильный» или «ломаной формы» [5]. Существуют два основных свойства фракталов: самоаффинность и самоподобность. Самоаффинность – фрактальная форма уменьшается в обоих направлениях на переменную величину, а в самоподобном фрактале вся структура уменьшается в обоих направлениях на одинаковую величину. В данной работе использовано свойство самоподобности фрактала.

Теоретический раздел

Существуют сложные фрактальные деревья [6 – 8]. Одним из часто встречающихся вариантов является Н-дерево. Главным преимуществом антенны, построенной с использованием Н-дерева, является ее свойство эффективно заполнять пространство. На рис. 1 показаны

1-я, 2-я, 3-я, 4-я и 6-я итерации антенны данного типа.

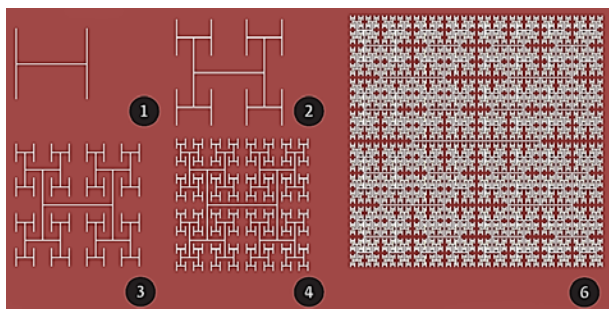


Рис. 1. Н-дерево с различным количеством итераций

Н-дерево может работать и как самостоятельная антенна, и как двухпроводная микрополосковая структура, задача которой – проводить сигнал до вибраторов. В этом случае Н-дерево является фидером антенной решетки.

Вибраторы древовидных антенн требуют правильного согласования между собой [9]. Толщина двух сходящихся дорожек в точке, где они переходят в один провод, должна быть заметно меньше толщины объединяющей дорожки, с плавно изменяющийся толщиной вибратора. На рис. 2 показано распределение токов и согласование сопротивлений в древовидных антеннах.

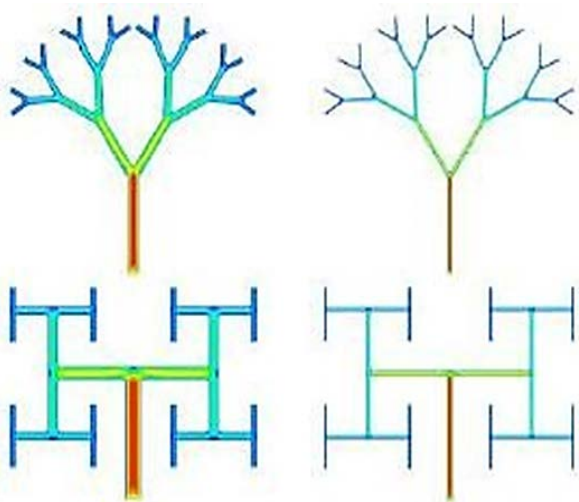


Рис. 2. Распределение токов и согласование сопротивлений в древовидных антеннах

Очень важное положительное свойство таких антенн заключается в том, что диаграмма направленности и поляризация сигнала сходны с обычным диполем [10].

Расчет размеров антенны

Древовидная фрактальная антенна может быть представлена в виде классического четвертьволнового излучателя, полотно которого последовательно разбивается на две ветви под заданным углом. Полная электрическая длина такой антенны может быть определена как самая короткая длина от ядра фрактала к любому его концу. Применим данный метод к рассматриваемой антенне типа Н-дерево. На рис. 3 показан участок, общая длина которого должна составить четверть волны соответствующей частоты электромагнитного излучения.

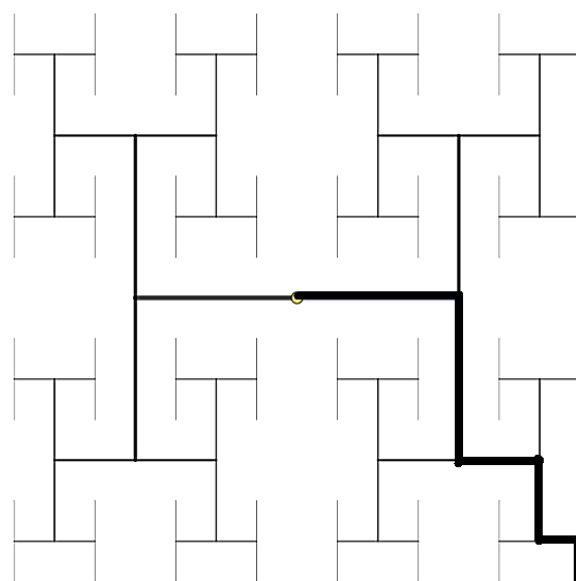


Рис. 3. Первоначальное представление фрактальной антенны в виде сложного четвертьволнового вибратора

Моделирование фрактальной антенны в программном пакете MMANA-GAL, размеры которой были рассчитаны по методу, указанному выше, показало, что резонансные частоты, соответствующие выбранной длине антенного полотна, находятся существенно выше частот, определяемых выделенным черным участком рис. 3.

Это обусловлено тем, что при рассмотрении конкретного типа поляризации электрического поля эффективность имеют только те части линии, в которых наводятся токи.

Из рис. 4 видно, что рабочий участок антенного полотна существенно меньше его полной длины, та же картина будет наблюдаться при смене поляризации электрического поля.

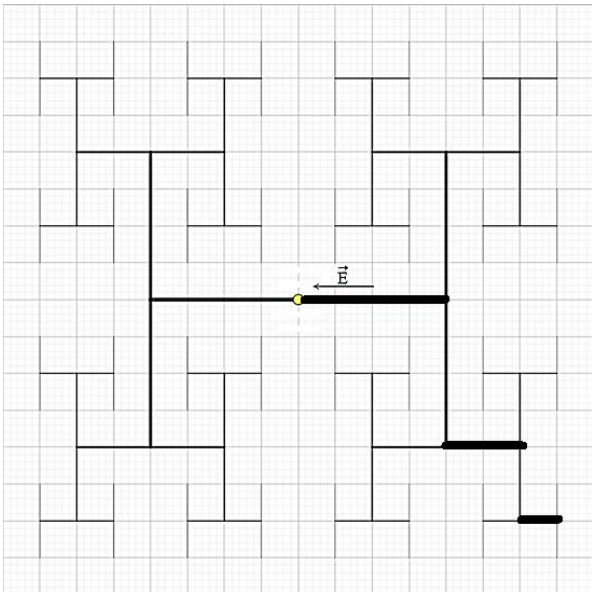


Рис. 4. Активные участки диполя при выбранной фиксированной поляризации

Дальнейшие исследования позволили определить размеры антенны, имеющей необходимую эффективность на нижнем и верхнем диапазонах частот 5G. На рис. 5 и рис. 6 представлены размеры антенны типа Н-дерево для двух и трех итераций.

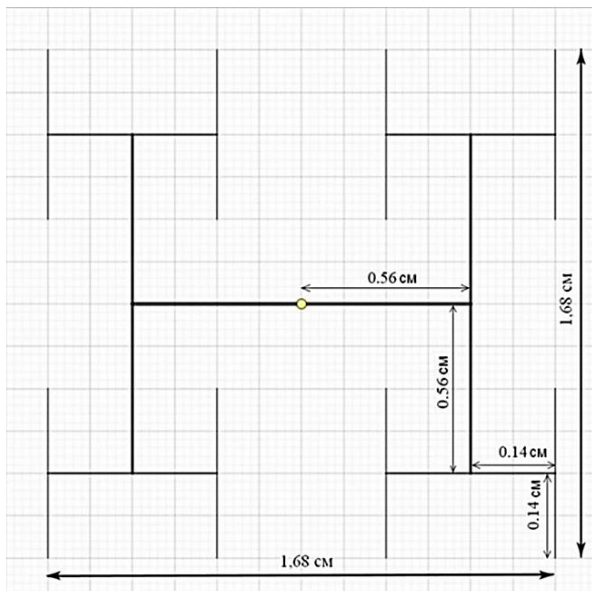


Рис. 5. Размеры антенны при двух итерациях

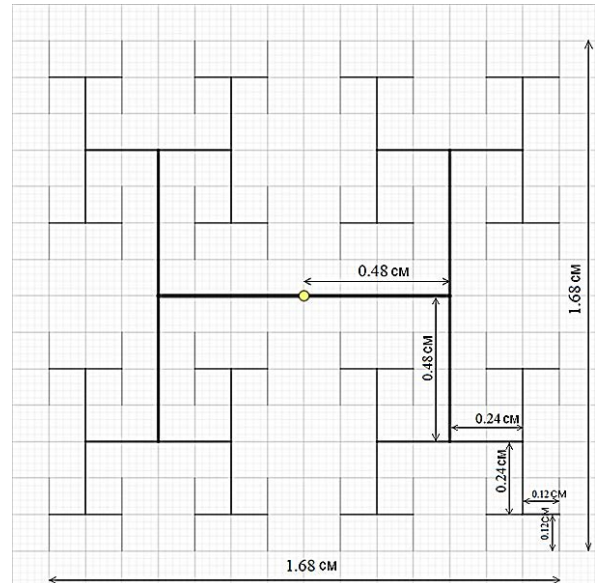


Рис. 6. Размеры антенны при трех итерациях

Анализ характеристик

Как было отмечено, в рамках исследования использовалась программная среда для моделирования активных проводных антенн MMANA-GAL. Данная программная среда позволяет рассчитывать габариты, сопротивления, амплитудно-частотные характеристики, распределение токов, диаграммы направленности для вибраторных антенн любой конфигурации, и поэтому хорошо подходит для расчёта предложенной нами сложной антенны типа Н-дерево [11].

Для рассматриваемого диапазона 4,4 – 4,9; 24,5 – 29,5 ГГц достаточно рассмотреть антенны с двумя и тремя итерациями.

Рассчитаем фрактальную антенну с двумя итерациями для частоты 4,65 ГГц (промежуточная частота нижней границы диапазона 5G).

Диаграмма направленности приведена на рис. 7.

Активная часть входного сопротивления – 27,44 Ом, реактивная часть – минус 12,98 Ом, коэффициент стоячей волны – 1,99, усиление к изотропному излучателю – 6,54 дБ, отношения уровней излучения – минус 2,8 дБ, зенитный угол – 90°.

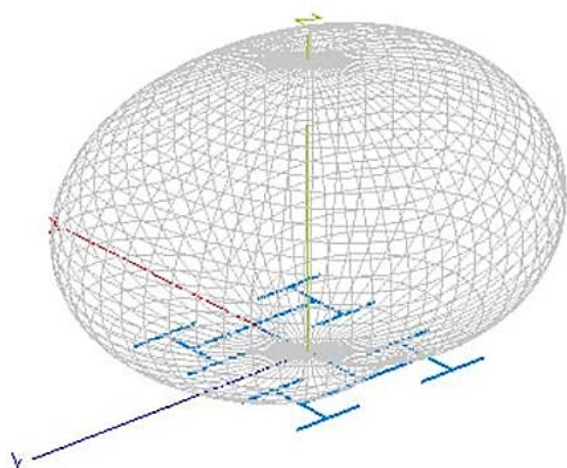


Рис. 7. Диаграмма направленности фрактальной антенны типа Н-дерево при двух итерациях на нижней полосе частот

Характеристики направленного излучения антенны для нижнего диапазона частот показаны на рис. 8. По расчетам видно, что активное сопротивление возрастает в диапазоне от 23,4 до 31,6 Ом. Реактивное сопротивление колеблется от минус 21,2 до минус 5,6 Ом. На частоте 4,4 ГГц наблюдаются наименьшие значения сопротивлений излучателя. Сама диаграмма направленности существенно не меняется.

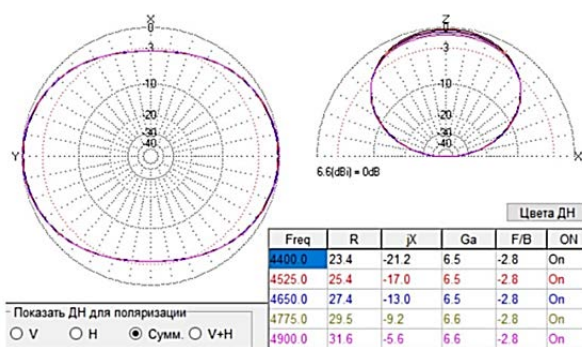


Рис. 8. Характеристики направленного излучения и параметры нижнего диапазона фрактальной антенны типа Н-дерево при двух итерациях

Далее рассчитаем фрактальную антенну с двумя итерациями для частоты 27 ГГц (промежуточная частота для верхнего диапазона сети 5G).

Диаграмма направленности приведена на рис. 9.

Активная часть входного сопротивления – 163,3 Ом, реактивная часть – 62,11 Ом, коэффициент стоячей волны – 3,78, усиление к изотропному излучателю – 8,94 дБ, отношение

уровней излучения – минус 0,35 дБ, зенитный угол – 75°.

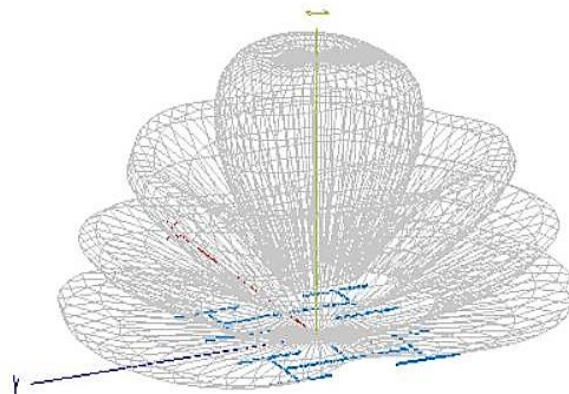


Рис. 9. Диаграмма направленности фрактальной антенны типа Н-дерево при двух итерациях на верхней полосе частот

Характеристики направленного излучения и параметры антенны для верхнего диапазона частот показаны на рис. 10. По расчетам видно, что активное сопротивление изменяется в диапазоне от 115,1 до 204,6 Ом и растет с увеличением расчетной частоты. Реактивное сопротивление колеблется от 73,6 до 34,3 Ом и, в отличие от активного сопротивления, уменьшается. Наивысшая точка усиления относительно изотропного излучателя приходится на частоту 29,5 ГГц с величиной 9,7 дБ. Диаграмма направленности имеет ярко выраженный основной лепесток и несколько боковых. С увеличением частоты наблюдается сначала расширение основного лепестка, а далее его раздвоение.

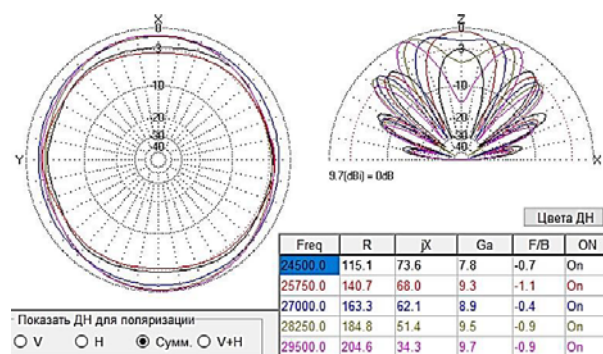


Рис. 10. Характеристики направленного излучения и параметры верхнего диапазона фрактальной антенны типа Н-дерево при двух итерациях

Для сравнительного анализа эффективности работы антенны рассчитаем фрактальную антенну с тремя итерациями для промежуточной частоты 4,65 ГГц.

Диаграмма направленности приведена на рис. 11.

Активная часть входного сопротивления – 21,35 Ом, реактивная часть – минус 11,84 Ом, коэффициент стоячей волны – 2,5, усиление к изотропному излучателю – 6,58 дБ, отношения уровней излучения – минус 2,78 дБ, зенитный угол – 90°.

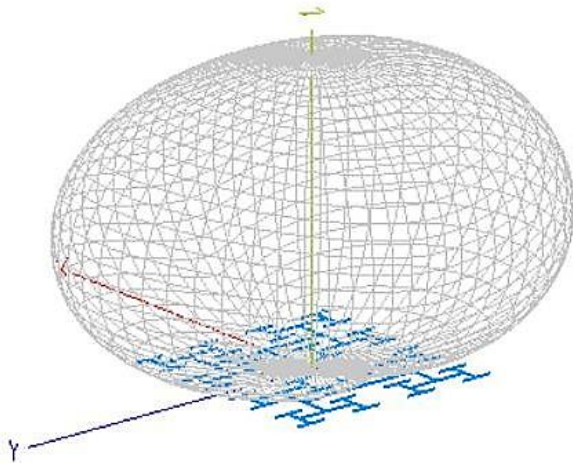


Рис. 11. Диаграмма направленности фрактальной антенны типа Н-дерево при трех итерациях на нижней полосе частот

Характеристики направленного излучения и параметры для нижнего диапазона частот показаны на рис. 12. По расчетам видно, что активное сопротивление возрастает в диапазоне от 18,1 до 24,7 Ом. Реактивное сопротивление колеблется от минус 19,7 до минус 4,6 Ом. На частоте 4,4 ГГц наблюдается наименьшее значение сопротивления излучателя. Сама диаграмма направленности существенно не меняется.

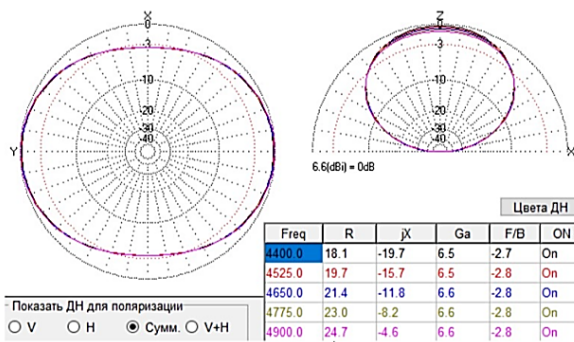


Рис. 12. Характеристики направленного излучения и параметры нижнего диапазона фрактальной антенны типа Н-дерево при трех итерациях на нижней полосе частот

Последним этапом рассчитаем фрактальную антенну для частоты 27 ГГц.

Диаграмма направленности приведена на рис. 13.

Активная часть входного сопротивления –

30,43 Ом, реактивная часть – минус 25,62 Ом, коэффициент стоячей волны – 2,24, усиление к изотропному излучателю – 8,48 дБ, отношения уровней излучения – минус 0 дБ, зенитный угол – 43,8°.

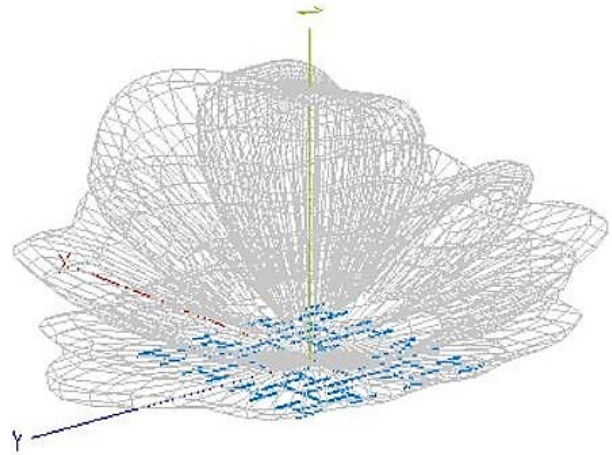


Рис. 13. Диаграмма направленности фрактальной антенны типа Н-дерево при трех итерациях на верхней полосе частот

Характеристики направленного излучения и параметры для верхнего диапазона частот показаны на рис. 14. По расчетам видно, что активное сопротивление изменяется в диапазоне от 70,7 до 81,4 Ом. Реактивное сопротивление колеблется от 13,6 до 82,8 Ом. На частоте 24,5 ГГц наблюдается ярко выраженный основной лепесток излучения, с усилением относительно изотропного излучателя в 17,6 дБ.

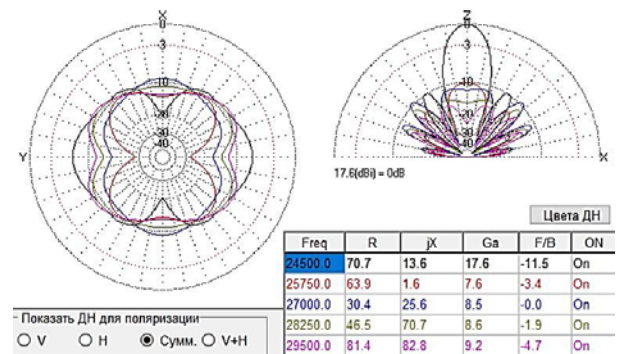


Рис. 14. Характеристики направленного излучения и параметры диапазона фрактальной антенны типа Н-дерево при трех итерациях на верхней полосе частот

Моделирование показывает, что при увеличении количества итераций фрактальной антенны типа Н-дерево на верхнем диапазоне частот происходит сужение диаграммы направленности по основному направлению излучения, в некоторых случаях усиление может достигать 17,6 дБ.

Заключение

В работе исследовался принятый в России диапазон сети 5G, который имеет большое число возможностей, включая высокую производительность сети. В качестве перспективного решения для развития мобильных устройств последнего поколения было предложено обратить внимание на такой тип широкополосных антенн, как древовидные фрактальные антенны. В пакете прикладных программ MMANA-GAL была смоделирована и проанализирована работа антенны типа Н-дерево.

Были установлены оптимальные размеры антенного полотна для охвата всего частотного диапазона, его ширина и высота составили всего 1,68 см. При этом коэффициент усиления на нижней полосе частот изменяется в пределах 6,5 – 6,6 дБ, а на верхней способен достичь 17,6 дБ. Результаты моделирования подтверждают, что фрактальные антенны позволяют получать тот же коэффициент усиления, что и используемые сегодня классические антенны, но при меньших габаритах, что важно для устройств беспроводной передачи данных. Кроме того, антенну данного типа проще согласовать с фидерной линией, чем другие древовидные антенные устройства.

Таким образом, проектирование устройств для сетей 5 G на базе антенны типа Н-дерево представляется весьма перспективным.

Литература

1. Radiation control of microstrip patch antenna by using EBG / M.K. Abdulhameed, Z. Zakaria, I.M. Ibrahim,

M.K. Mohsen, M.L. Attiah, A.M. Dinar // International Journal of Electronics and Communications. 2019. Vol. 110.

2. Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций: материалы Всероссийской научно-технической конференции. Под ред. А.И. Данилина. Самара: ООО «Артель», 2021. 188 с. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=45797464> (Дата обращения 06.06.2021).

3. Гаранин Т.А. Фрактальные антенны и линии передачи: учебное пособие, 2019. С. 150. URL: <http://crit1.ru/fractal/> (Дата обращения 03.06.2021).

4. Behera B.R. Sierpinski Bow-Tie antenna with genetic algorithm // Engineering Science and Technology an International Journal. 2017. Vol. 20. No. 2. Pp. 775-782.

5. Huitema L., Monediere T. Compact antennas — an overview. Progress in Compact Antennas // InTech, 2014.

6. Sumit V Rakibe, Aniket Jangam, Khobragade S.V. Reconfigurable Fractal Tree Antenna for multifrequency Applications using PIN Diode // International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT). 2014. Pp. 1392 – 1395.

7. Youqing Lu, Jinbing Jia, Wei He Design of Ka-Band Tree-Shaped Fractal Millimeter Wave Antenna // IEEE 5th International Conference on Electronics and Communication Engineering (ICECE). 2022.

8. Study of A 28-GHz Tree-shaped Fractal Millimeter Wave Antenna / Wenpe Li, Wei He, Zhongrong Lai, Siyu Liu // 2nd International Conference on Oil & Gas Engineering and Geological Sciences. Pp. 1-6.

9. Бойков И.В., Айкашев П.В. К вопросу об анализе и синтезе фрактальных антенн // Электроника, измерительная техника и радиотехника. 2017. № 4 (44). С. 92 – 100.

10. A New Fractal-like Tree Structure of Circular Patch Antennas for 5G Multi-band and Wide-band Applications / Salah Hamdy, Ahmed El-Khouly, Amira Zaki, Said E. El-Khamy // Progress In Electromagnetic Research Symposium (PIERS). P. 2476.

11. Information Support for the Fractal Antennas Construction / Mykhaylo Palamar, Miroslav Yavorska, Mykhailo Strembicky, Stepan Mashtalyar // third International Conference on Advanced Information and Communications Technologies (AICT). Pp. 82-87.

Поступила 25.07.2023; принята к публикации 04.10.2023

Информация об авторах

Новак Анастасия Сергеевна – магистрант, Дальневосточный федеральный университет (690922, Россия, г. Владивосток, о. Русский, п. Аякс, 10), e-mail: anastasiya-viy.96@mail.ru

Пашченко Михаил Сергеевич – канд. техн. наук, доцент, Дальневосточный федеральный университет (690922, Россия, г. Владивосток, о. Русский, п. Аякс, 10), e-mail: pashchenko.ms@dvfu.ru

Антонов Александр Александрович – старший преподаватель, Морской государственный университет имени адмирала Г.И. Невельского (690059, Россия, г. Владивосток, ул. Верхнепортовая, 50 а), e-mail: larushyperboreus@yandex.ru

ANALYSIS OF THE OPERATION OF A FRACTAL H-TREE TYPE ANTENNA FOR DIGITAL COMMUNICATION SYSTEMS

A.S. Novak¹, M.S. Pashchenko¹, A.A. Antonov²

¹Far Eastern Federal University, Vladivostok, Russia

²Admiral G.I. Nevelsky Maritime State University, Vladivostok, Russia

Abstract: communication has become one of the foundations of infrastructure development. In particular, radio communication systems are being developed that simultaneously use different frequency ranges. When creating devices, manufacturers are switching to higher frequencies and broadband data transmission. This suggests that there is a need to improve modern antennas. The fractal H-tree antenna is a good basis for obtaining a reduced-size multiband antenna in the following frequency ranges: 4.4 – 4.9 GHz and 24.5 – 29.5 GHz (5 G - fifth generation network). The operation of the fifth generation (5G) network is explained by the use of high-frequency waves, which provide good signal directivity. That is, a high-frequency signal will be sent to the place where there is a large request in traffic. The resulting system will have fast operation and high performance. The communications industry should strive to support as many devices per square kilometer as possible. Therefore, the problem with communication in densely populated places and in places with a large number of people should take a back seat. This paper presents the results of modeling a fractal tree antenna. Studies of the type of polarization and matching of vibrators with each other were carried out using the MMANA-GAL software package. The dimensions are designed to cover a certain frequency range. The analysis of antenna characteristics in the 5G frequency range is carried out; the choice of the number of antenna iterations is made by evaluating key parameters

Key words: fractal antenna, iteration, tree antenna, radiation pattern, polarization, gain

Acknowledgments: the work was carried out as a part of the government order FZNS-2023-0008

References

1. Abdulhamid M.K., Zakaria Z., Ibrahim I.M., Mohsen M.K., Attia M.L., Dinar A.M. "Radiation monitoring of microstrip patch antenna using EBG", *International Journal of Electronics and Communications*, 2019, vol. 110.
2. Actual problems of radio electronics and telecommunications, Proc. of the All-Russian Scientific and Technical Conference, ed. by A.I. Danilin, Samara, Artel, 2021, 188p, available at: <https://elibrary.ru/item.asp?id=45797464> (date of access 6.06.2021).
3. Garanin T.A. "Structural elements and communication lines" ("Fraktal'nyye anteny i linii zaderzhki"), 2019, 150 p., available at: <http://crit1.ru/fractal/> (date of access 03.06.2021).
4. Behera B.R. "Serpinsky's butterfly antenna with a genetic algorithm", *International Journal of Engineering Sciences and Technologies*, 2017, vol. 20, no. 2, pp. 775-782.
5. Withema, L., Monediere T., "Compact antennas – overview. Progress in the field of compact antennas", InTech, 2014.
6. Mr. Sumit In Rakib, Mr. Aniket Jangam, Professor S.V. Khobragade "Reconfigurable fractal tree antenna for multi-frequency applications using PIN diode", *International Journal of Engineering Research and Technology (IJERT)*, 2014, pp. 1392-1395.
7. Yuqing Lu, Jinbin Jia, Wei He "Designing a Millimeter-wave tree Fractal Antenna", 5th IEEE International Conference on Electronics and Communication Engineering (ICECE), 2022.
8. Wenpe Li, Wei He, Zhongrong Lai and Siyu Liu, "Study of a tree-shaped fractal antenna of the 28 GHz millimeter band", 2nd International Conference on Oil and Gas Engineering and Geological Sciences, 2020, pp. 1-6.
9. Boikov I.V., Aikashv P.V. "On the analysis and synthesis of fractal antennas", *Electronics, measuring equipment and radio engineering (Elektronika, izmeritel'naya tekhnika i radiotekhnika)*, 2017, №4 (44), pp. 92 – 100.
10. Salah Hamdi, Ahmed El-Houli, Amira Zaki, Said E. El-Hami "A new fractal-like tree structure of ring patch antennas for multiband and broadband 5G applications", Symposium on Progress in Electromagnetic Research (PIERS), 2016, p. 2476.
11. Palamar Mikhail, Yavorska Miroslav, Strembitsky Mikhail, Mashtalyar Stepan "Information Support for the construction of fractal antennas", Third International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT), 2019, pp. 82-87.

Submitted 25.07.2023; revised 04.10.2023

Information about the authors

Anastasia S. Novak – Master's Student, Far Eastern Federal University (10 Ajax, Russky Island, Vladivostok 690922, Russia), e-mail: anastasiya-viy.96@mail.ru

Mikhail S. Pashchenko – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Far Eastern Federal University (10 Ajax, Russky Island, Vladivostok 690922, Russia), e-mail: pashchenko.ms@dvfu.ru

Alexander A. Antonov – Senior Lecturer, Admiral G.I. Nevelsky Maritime State University (50a Verkhneportovaya str., Vladivostok 690059, Russia), e-mail: larushyperboreus@yandex.ru

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ НАКАГАМИ

А.Н. Глушков¹, Ю.В. Литвиненко², А.В. Мандрыкин², Е.В. Черноярва³¹Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия²Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия³Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт», г. Москва, Россия

Аннотация: задача экспериментального определения параметров моделей каналов радиосвязи является актуальной в связи с развитием систем передачи информации. Помимо традиционных для радиотехники моделей с гауссовой помехой и релеевскими или райсовскими замираниями появляются другие варианты, учитывающие особенности новых средств связи. Модели на основе плотности распределения вероятностей Накагами возникают в многолучевых радиоканалах и описывают изменение уровня принимаемого сигнала (его замирания) в различных условиях приема и частотных диапазонах, и в различных его вариантах обобщают классические модели. Двумерное распределение Накагами позволяет учитывать корреляционные свойства соседних отсчетов случайного процесса, расширяя возможности моделирования замираний с приемлемой сложностью. Для адекватного отображения вероятностных свойств флуктуаций амплитуды принимаемого сигнала необходимы измерения параметров двумерной модели. Рассматривается имитатор замираний сигнала с заданным двумерным распределением Накагами, который позволяет исследовать измерительную процедуру и может использоваться самостоятельно как источник отсчетов случайного процесса при моделировании канала связи. Полученные результаты могут использоваться в теоретических исследованиях системы связи и в ее экспериментальном моделировании (тестировании) с помощью имитатора канала связи. Достоинствами модели Накагами являются математическая простота, небольшое число параметров и экспериментально подтвержденное соответствие реальным каналам связи

Ключевые слова: канал связи, замирания сигнала, моделирование, плотность распределения вероятностей, измерение

Введение

На вход радиоприемного устройства поступает информационный сигнал и аддитивная помеха (например, шумовая), а флуктуации (замирания) уровня сигнала обусловлены свойствами среды распространения (процессами в ионосфере, многолучевостью).

Для анализа помехоустойчивости приема необходимо выбрать модели сигнала, шума и замираний. В классической теории [1-5] шумовая помеха моделируется гауссовым случайным процессом, а модель замираний определяется плотностями вероятностей Релея и Райса.

Широкие возможности моделирования замираний обеспечивают различные варианты одномерного и двумерного распределения Накагами, которые хорошо обобщают результаты теоретических и экспериментальных исследований каналов радиосвязи [3,4, 6-8].

Экспериментальная оценка параметров распределения Накагами [9-12] необходима для построения адекватных и сравнительно простых моделей замираний в различных условиях

распространения сигналов. Они могут использоваться в теоретических расчетах характеристик систем радиосвязи, а с помощью цифрового имитатора [13, 14] случайного процесса с заданным распределением вероятностей на основе марковской модели появляется возможность проводить экспериментальные исследования и испытания аппаратуры связи.

Модель Накагами

Двумерная плотность вероятностей $w(x, y)$ случайного процесса с распределением Накагами при $x > 0, y > 0$ имеет вид [10]

$$w(x, y) = \frac{4m^{m+1}(xy)^m}{\Omega^{m+1}\Gamma(m)\rho^{m-1}(1-\rho^2)} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} \frac{x^2+y^2}{1-\rho^2}\right) I_{m-1}\left(\frac{2m\rho xy}{\Omega(1-\rho^2)}\right), \quad (1)$$

где $I_{m-1}(\dots)$ – модифицированная функция Бесселя $(m-1)$ -го порядка, $\Gamma(m)$ – гамма-функция, ρ – параметр корреляции, Ω характеризует среднюю мощность флуктуаций уровня сигнала, а m – глубину его замираний. Из (1) одномерная плотность вероятностей имеет вид

$$w(x) = \frac{2m^m(x)^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} \cdot x^2\right). \quad (2)$$

На рис. 1 приведены зависимости двумерной (1) и одномерной (2) плотности вероятностей при $\Omega = 4$ и различных m . Как видно, за счет изменения параметра формы m распределения Накагами можно отображать различный характер (глубину) замираний сигнала в радиоканале.

Распределение Накагами позволяет формировать модель радиотракта по результатам измерений параметров распределения по выборкам отсчетов принимаемого сигнала [8-12].

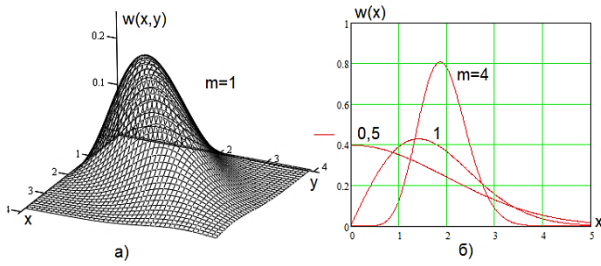


Рис. 1. Распределение Накагами

Классический подход к оценке параметров методом максимального правдоподобия приводит к трудоемким вычислениям и на практике целесообразно использовать статистическую оценку моментов распределения Накагами. Согласно [10] случайный процесс с распределением Накагами является марковским с экспоненциальной автокорреляционной функцией.

Начальный момент n -го порядка равен

$$M_n = \left(\frac{\Omega}{m}\right)^{n/2} \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)}, \quad (3)$$

а коэффициент корреляции r определяется m и параметром корреляции ρ

$$r = \frac{F_1(-1/2, -1/2, m, \rho^2) - 1}{m \left[\frac{\Gamma(m)}{\Gamma(m+1/2)} \right]^2 - 1}, \quad (4)$$

где $F_1\left(-\frac{1}{2}, -\frac{1}{2}, m, \rho^2\right)$ – гипергеометрическая функция Гаусса первого рода [15], равная

$$\begin{aligned} F_1(-1/2, -1/2, m, \rho^2) &= \\ &= \frac{\Gamma(m)}{\Gamma(-1/2)^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Gamma(n-1/2)^2 \rho^{2n}}{\Gamma(n+m) n!}, \end{aligned} \quad (5)$$

например, при $m = 2$ и $\rho = 0,8$ коэффициент корреляции равен $r = 0,626$.

Статистическая оценка параметров распределения Накагами

Оценку (измерение) параметров распределения Накагами можно провести по поступающей выборке объемом N отсчетов z_k замираний сигнала в канале связи.

Моменты распределения оцениваются выражением

$$M_{n,k} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} z_{k-i}^n \quad (6)$$

и в соответствии с [10, 16] оценки параметров распределения Накагами имеют вид

$$\Omega_k = M_{2,k} = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{N-1} z_{k-i}^2, \quad (7)$$

$$m_k = \frac{M_{2,k}^2}{M_{4,k} - M_{2,k}^2} = \frac{\left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} z_{k-i}^2 \right\}^2}{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} z_{k-i}^4 - \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} z_{k-i}^2 \right\}^2}, \quad (8)$$

$k \geq N$ – номер последнего принятого отсчета в поступившей выборке.

Выборочный коэффициент автокорреляции $r_{k,j}$, определяемый по текущей выборке из N отсчетов $z_k, z_{k-1}, \dots, z_{k-N+1}$ (j – величина смещения) равен [16, 17]

$$r_{k,j} = \frac{N \cdot \sum_{i=1}^N z_{k-i} z_{k-i-j} - \left(\sum_{i=1}^N z_{k-i} \right)^2}{\sqrt{G_1 G_2}}, \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned} G_1 &= N \cdot \sum_{i=1}^N z_{k-i}^2 - \left(\sum_{i=1}^N z_{k-i} \right)^2, \\ G_2 &= N \cdot \sum_{i=1}^N z_{k-i-j}^2 - \left(\sum_{i=1}^N z_{k-i-j} \right)^2, \end{aligned}$$

при $j = 0$ (смещение отсутствует) из (9) $r_{k,0} = 1$.

Цифровой измеритель параметров m и Ω в соответствии с (7) и (8) описан в патенте [12], а измеритель $r_{k,j}$ в соответствии с (9) – в патенте [18].

Цифровой имитатор случайных сигналов

Для исследования свойств измерителя параметров распределения Накагами используется цифровой имитатор случайного процесса [13, 14] на основе его марковской модели [19, 20] с заданной двумерной плотностью вероятностей $w(x, y)$ (10). Текущее (y) и предшествующее (x) случайные значения квантуются по уровню с шагом d и границами интервалов квантования

$$c_i = \left(i - \frac{M}{2}\right)d + c_{\text{CP}}, \quad (10)$$

$i = \overline{1, (M-1)}$ – номер интервала квантования, $c_0 = -\infty$ и $c_M = \infty$ (M – число интервалов), c_{CP} – среднее значение случайного процесса, шаг d выбирается в зависимости от среднеквадратического отклонения имитируемого процесса.

Вероятности p_{ij} перехода значений марковского процесса от предшествующего значения $c_{i-1} < x \leq c_i$ из i -го интервала квантования к текущему $c_{j-1} < y \leq c_j$ из j -го интервала определяются выражением

$$p_{ij} = \frac{\int_{c_{i-1}}^{c_i} \int_{c_{j-1}}^{c_j} w(x,y) dx dy}{\int_{c_{i-1}}^{c_i} \int_{-\infty}^{\infty} w(x,y) dx dy}. \quad (11)$$

По марковской модели (11) вычисляется матрица двумерной функции распределения переходных вероятностей

$$F_{ij} = \sum_{k=1}^j p_{ik}. \quad (12)$$

Структурная схема имитатора показана на рис. 2.

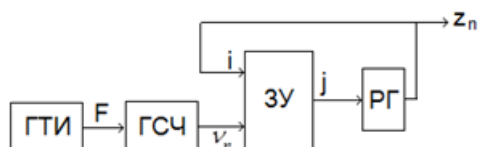


Рис. 2 Структурная схема имитатора

Генератор псевдослучайных чисел (ГСЧ) по сигналам генератора тактовых импульсов (ГТИ) с заданной частотой формирует двоичные r – разрядные числа v_k (k – номер текущего отсчета) с равномерным распределением вероятностей. В запоминающем устройстве (ЗУ) по адресу $i \cdot 2^r + v$ записаны минимальные коды $j = \overline{0, (M-1)}$, для которых при заданных значениях $i = \overline{0, (M-1)}$ и v , $v = \overline{0, (2^r - 1)}$, выполняется неравенство

$$v < F_{(i+1)(j+1)}. \quad (13)$$

для заданной функции распределения вероятностей (12).

Сформированное в n -м такте текущее случайное число $z_k = j$ в следующем такте используется как предшествующее число i и совместно с ним по новому значению v_{k+1} формируется следующее число z_{k+1} с заданным двумерным распределением вероятностей. В

дальнейшем марковская модель формируется для распределения Накагами (1).

Проведено моделирование имитатора при $M = 64$ и $d = 4/M = 0,065$, примеры некоррелированных реализаций случайного процесса с распределением Накагами показаны на рис. 3, случай $m = 1$ (рис. 3, а) соответствует релейским замираниям, при $m = 4$ (рис. 3, б) глубина замираний значительно меньше.

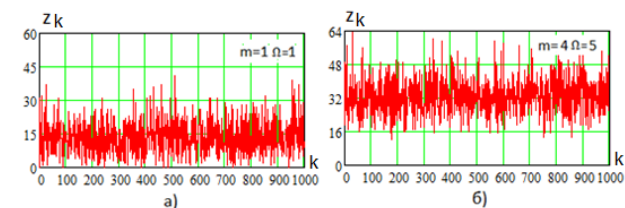


Рис. 3. Временные реализации

На рис. 4 показаны аналогичные диаграммы при $m = 0,5$ (очень глубокие замирания) и $\Omega = 1$ при отсутствии (рис. 4, а) и наличии (рис. 4, б) корреляции.

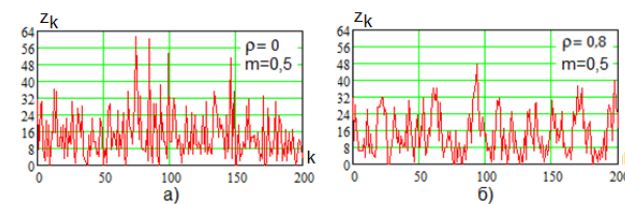


Рис. 4. Временные реализации

Статистическое имитационное моделирование

Проведено статистическое имитационное моделирование измерителя случайного процесса с заданным двумерным распределением вероятностей Накагами согласно (7) – (9). Значения процесса формируются рассмотренным выше имитатором в виде последовательности дискретных чисел от 0 до $(M-1)$ общей длиной $L = 2^{20}$, в которой последовательно выбираются сегменты из N отсчетов, по которым вычисляются оценки m_k (8) и Ω_k (7), реализации которых при $N = 256$ показаны на рис. 5, а и рис. 5, б соответственно.

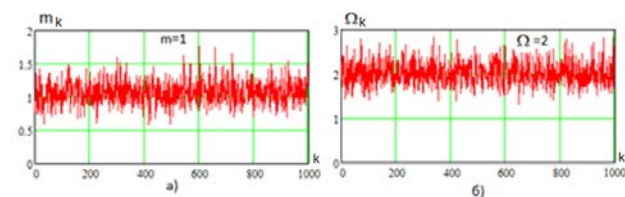


Рис. 5. Реализации результатов измерений

По выборке из 1000 значений результатов измерения вычислялись их среднеквадратические отклонения $СКО_m$ и $СКО_\Omega$ и затем относительные погрешности измерения $\delta_m = СКО_m/m$

и $\delta_\Omega = СКО_\Omega/\Omega$, зависимости которых (в процентах) от N (в логарифмическом масштабе) показаны на рис. 6, а и рис. 6, б соответственно.

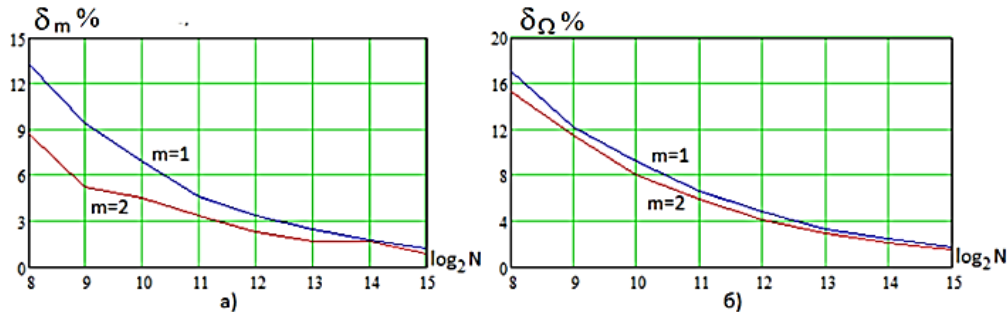


Рис. 6. Погрешности измерения параметров m и Ω

Аналогично определяются выборочные значения коэффициента корреляции и $r_{k,j}$ (9) и $\delta_r = СКО_j/r$, зависимости $r_{k,j}$ от k и δ_r (в про-

центах) от N (в логарифмическом масштабе) показаны на рис. 7, а и рис. 7, б соответственно.

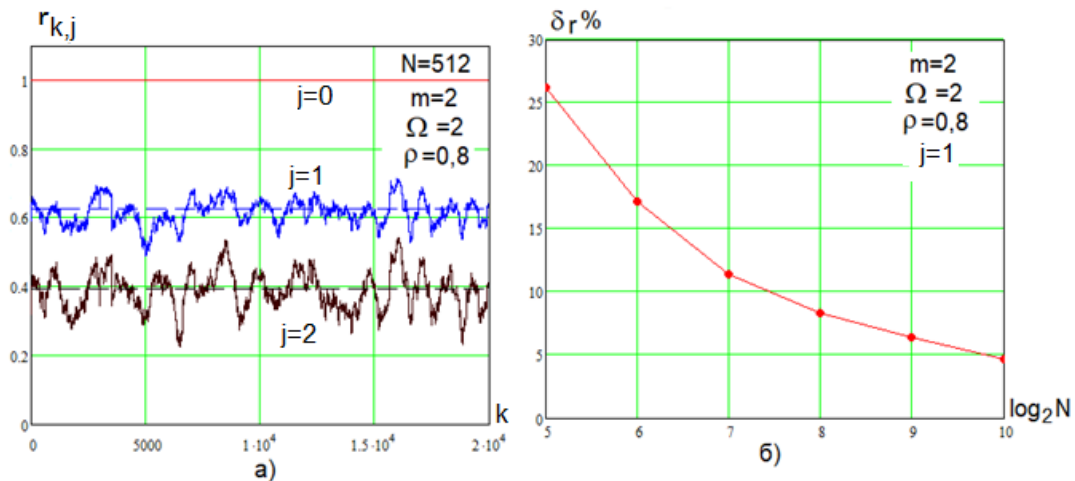


Рис. 7. Коэффициент корреляции и погрешность его определения

Как видно, для обеспечения погрешности измерения параметров распределения Накагами в несколько процентов необходим объем выборки отсчетов $N > 1000$ отсчетов, с уменьшением N погрешность резко увеличивается.

По результатам измерения может быть построена марковская модель, и на ее основе реализован имитатор этого случайного процесса.

Заключение

Рассмотрен алгоритм измерения параметров случайного процесса с распределением Накагами второго порядка на основе оценки его моментов. Методом статистического имитационного моделирования показана эффективность измерителя при достаточном объеме выборки

отсчетов $N > 1000$, для грубых оценок величины N может быть значительно меньше.

Показана возможность реализации простого имитатора измеряемого случайного процесса на программной или аппаратной основе.

Литература

1. Комарович В.Ф., Сосунов В.Н. Случайные радиопомехи и надежность КВ связи. М.: Связь, 1977. 136 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
3. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
4. Полинкин А.В., Ле Х.Т. Исследование характеристик радиоканала связи с беспилотными летательными аппаратами // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2013. № 7-2. С. 98-107.
5. Parsons J.D. The Mobile Radio Propagation Channel. New York: Wiley, 1992.

6. Рекомендация МСЭ-R P.1057-2. Распределения вероятностей, касающихся моделирования распространения радиоволн.
7. Назаров Л.Е., Смирнов В.М. Оценивание вероятностных характеристик приема сигналов с использованием моделей замираний при распространении по трансионосферным линиям // Журнал радиоэлектроники. 2020. № 11. URL: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.11.7>.
8. Khawar Siddique Khokhar Design and development of mobile channel simulators using digital signal processing techniques // Durham theses, Durham University. Available at Durham E-Theses, 2006. URL: <http://etheses.dur.ac.uk/2948/>.
9. Sandeep Sharma, Rajesh Mishra A Simulation Model for Nakagmi-m Fading Channel with $m > 1$ // (IJACSA) International Journal of Advanced Computer Science and Applications. 2015. Vol. 6. No. 10. PP. 298-305.
10. Парфенов В.И. Оценка параметров распределения Накагами по коррелированной выборке // Вестник ВГУ: серия физика, математика. 2004. № 1. С. 39-44.
11. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Сравнительная оценка параметров распределения Накагами, полученная методом моментов и максимального правдоподобия // Автометрия. 2019. Т. 55. № 3. С. 31-37.
12. Патент № 2742695 Российская Федерация, от 9.02.2021. Цифровой измеритель параметров случайных процессов с распределением Накагами / Черноярков О.В., Пергаменщиков С.М., Макаров А.А., Глушков А.Н., Литвиненко В.П., Литвиненко Ю.В.
13. On the Digital Simulation of the Random Process Following the Two-Dimensional Nakagami Distribution / Oleg V Chernoyarov, Alexey N Glushkov, Vladimir P. Litvinenko, Alexander A Makarov, Boris V Matveev // International Review on Modelling and Simulations (I.R.E.MO.S.). 2021. Vol. 14. N. 3. PP. 166 – 175.
14. Патент №2690780 Российская Федерация, 05.06.2019. Цифровой имитатор случайных сигналов / Глушков А.Н., Калинин М.Ю., Литвиненко В.П., Литвиненко Ю.В.
15. Справочник по специальным функциям. Под ред. М. Абрамовица, И. Стиган. М.: Наука, 1979. 832 с.
16. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1970. 720 с.
17. Кобзарь А.И. Прикладная математическая статистика. Для инженеров и научных работников. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. 816 с.
18. Патент РФ №2747725 от 13.05.2021. Цифровой измеритель коэффициента корреляции случайного процесса / Черноярков О.Г., Пергаменщиков С.М., Макаров А.А., Глушков А.Н., Литвиненко В.П., Литвиненко Ю.В.
19. Казаков В.А. Введение в теорию марковских процессов и некоторые радиотехнические задачи. М.: «Сов. радио», 1973. 232 с.
20. Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. Теория вероятностей и ее инженерные приложения. М.: Высш. шк., 2000. 483 с.

Поступила 14.08.2023; принята к публикации 10.10.2023

Информация об авторах

Глушков Алексей Николаевич – канд. техн. наук, доцент, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54а), a.glushkov75@yandex.ru

Литвиненко Юлия Владимировна – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия октября 84), e-mail: j.v.litvinenko@yandex.ru

Мандрыкин Андрей Владимирович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия октября 84), e-mail: andrey-man@inbox.ru

Чернояркова Елена Валериевна – научный сотрудник, Национальный исследовательский университет “Московский энергетический институт” (111250, Россия, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14), e-mail: chernoyarovov@mpei.ru

MEASUREMENT OF NAKAGAMI DISTRIBUTION PARAMETERS

A.N. Glushkov¹, Yu.V. Litvinenko², A.V. Mandrykin², E.V. Chernoyarova³

¹Zhukovsky-Gagarin Military Air Academy, Voronezh, Russia

²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

³National Research University «MEI», Moscow, Russia

Abstract: the task of experimental determination of parameters of models of radio communication channels is relevant in connection with the development of information transmission systems. In addition to the traditional models for radio engineering with Gaussian interference and Rayleigh or Rice fading, other options appear that take into account the features of new means of communication. Models based on the Nakagami probability distribution density arise in multipath radio channels and describe the change in the level of the received signal (its fading) in various reception conditions and frequency ranges, and in its various variants generalize classical models. The two-dimensional Nakagami distribution makes it possible to take into account the correlation properties of neighboring samples of a random process, expanding the possibilities of modeling fades with acceptable complexity. To adequately display the probabilistic properties of fluctuations in the amplitude of the received signal, measurements of the parameters of a two-dimensional model are necessary. A signal fading simulator with a given two-dimensional Nakagami distribution is considered, which allows the measurement procedure to be investigated and can be used independently as a source of random process samples when modeling a communication channel. The obtained results can be used in theoretical studies of the communication system and in its experimental modeling (testing) using a communication channel simulator. The advantages of the Nakagami model are mathematical simplicity, a small number of parameters and experimentally confirmed compliance with real communication channels

Key words: communication channel, signal fading, modeling, probability distribution density, measurement

References

1. Komarov V.F., Sosunov V.N. "Random radio interference and reliability of SB communications" ("Sluchaynyye radiopomekhi i nadezhnost KV svyazi"), Moscow, Svyaz, 1977, 136 p.
2. Sklvar B. "Digital communication. Theoretical foundations and practical application" ("Tsifrovaya svyaz. Teoreticheskiye osnovy i prakticheskoye primeneniye"), Moscow, Williams, 2003, 1104 p.
3. Prokis D. "Digital communication" ("Tsifrovaya svyaz"), trans. from Eng., ed. by D.D. Klovsky, Moscow, Radio i svyaz, 2000, 800 p.
4. Polynkin A.V., Le H. T. "Investigation of the characteristics of the radio communication channel with unmanned aerial vehicles", *The Bulletin of Tula State University. Technical sciences (Izvestiya Tulsogo gosudarstvennogo universiteta. Tekhnicheskiye nauki)*, 2013, no. 7-2, pp. 98-107.
5. Parsons J. D. "The Mobile Radio Propagation Channel", New York, Wiley, 1992.
6. RECOMMENDATION ITU-R P.1057-2, Probability distributions related to modeling the propagation of radio waves.
7. Nazarov L.E., Smirnov V.M. "Estimation of the probable characteristics of signal reception using models of fading during propagation along transiospheric lines", *Journal of Radioelectronics (Zhurnal radioelektroniki)*, 2020, №11, available at: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.11.7>
8. Khawar Siddique Khokhar "Design and development of mobile channel simulators using digital signal processing techniques, Durham theses, Durham University, 2006, available at Durham E-Theses Online: <http://etheses.dur.ac.uk/2948/>.
9. Sandeep Sharma, Rajesh Mishra "A Simulation Model for Nakagmim Fading Channel with $m>1$ ", (*IJACSA*) *International Journal of Advanced Computer Science and Applications*, 2015, vol. 6, no. 10, pp. 298-305.
10. Parfenov V.I. "Evaluation of Nakagami distribution parameters by correlated sample", *The Bulletin of Voronezh State University. Physics, Mathematics (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Fizika, matematika)*, 2004, no. 1, pp. 39-44.
11. Artyushenko V.M., Volovach V.I. "Comparative estimation of Nakagami distribution parameters obtained by the method of moments and maximum likelihood", *Avtometry (Avtometriya)*, 2019, vol.55, no. 3, pp. 31-37. DOI: 10.15372/AUT20190304.
12. Chernoyarov O.V., Pergamenshchikov S.M., Makarov A.A., Glushkov A.N., Litvinenko V.P., Litvinenko Yu.V. "Digital parameter meter of random processes with Nakagami distribution" ("Tsifrovoy izmeritel parametrov sluchaynykh protsessov s raspredeleniyem Nakagami"), Patent of RF no. 2742695, dated 02.19.2021.
13. Chernoyarov O. V., Glushkov A. N., Litvinenko V. P., Makarov A. A., Matveev B. V. "On the Digital Simulation of the Random Process Following the Two-Dimensional Nakagami Distribution", *International Review on Modeling and Simulations (I.R.E.MO.S.)*, 2021, vol. 14, no. 3, pp. 166 – 175.
14. Glushkov A.N., Kalinin M.Yu., Litvinenko V.P., Litvinenko Yu.V. "Digital simulator of random signals" ("Tsifrovoy imitator sluchaynykh signalov"), Patent of RF, no. 2690780, dated 5.06.2019.
15. "Special Functions Reference", ed. by M. Abramovits, I. Stigan, Moscow Nauka, 1979, 832 p.
16. Korn G., Korn T. "Handbook of Mathematics for scientists and engineers" ("Spravochnik po matematike dlya nauchnykh rabotnikov i inzhenerov"), Moscow, Nauka, 1970, 720 p.
17. Kobzar A.I. "Applied mathematical statistics. For engineers and researchers" ("Prikladnaya matematicheskaya statistika. Dlya inzhenerov i nauchnykh rabotnikov"), Moscow, FIZMATLIT, 2006, 816 p
18. Chernoyarov O.G., Pergamenshchikov S.M., Makarov A.A., Glushkov A.N., Litvinenko V.P., Litvinenko Yu.V. "Digital meter of the correlation coefficient of a random process" ("Tsifrovoy izmeritel' koeffitsiyenta korrelyatsii sluchaynogo protsessa"), Patent of RF no. 2747725, dated 13.05.2021.
19. Kazakov V.A. "Introduction to the theory of Markov processes and some radio engineering problems" ("Vvedeniye v teoriyu markovskikh protsessov i nekotoryye radiotekhnicheskiye zadachi"), Moscow, Sov. radio", 1973, 232 p.
20. Wentzel E.S., Ovcharov L.A. "Probability theory and its engineering applications" ("Teoriya veroyatnostey i yeye inzhenernyye prilozheniya"), Moscow, Vyssh. shk., 2000, 483 p.

Submitted 14.08.2023; revised 10.10.2023

Information about the authors

Alexey N. Glushkov – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Zhukovsky-Gagarin Military Air Academy (54a Staryh Bol'shevikov str., Voronezh 394064, Russia), e-mail: a.glushkov75@yandex.ru

Yulia V. Litvinenko – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Ocyabrya str., Voronezh 394026, Russia), e-mail: j.v.litvinenko@yandex.ru

Andrey V. Mandrykin Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Ocyabrya str., Voronezh 394026, Russia), e-mail: andrey-man@inbox.ru

Elena V. Chernoyarova – researcher, National Research University "MEI" (14 Krasnokazarmennaya str., Moscow 111250, Russia), e-mail: chernoyarovov@mpei.ru

МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ ИЗЛУЧЕНИЙ МАГНИТНОГО ПОЛЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

В.В. Глотов¹, И.В. Семейкин², А.Е. Рудь¹

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²АО «Научно-исследовательский институт электронной техники», г. Воронеж, Россия

Аннотация: представлен алгоритм моделирования источников электромагнитных помех с помощью измерений, выполненных в ближней зоне магнитного поля, излучаемого силовым электронным оборудованием. Данный вид измерений происходит на внутриаппаратурном уровне электромагнитной совместимости. Для прогнозирования излучаемого магнитного поля разработана модель, основанная на элементарных магнитных диполях. Эта модель получена на основе измерений в ближнем поле. Для определения параметров модели используется процедура оптимизации в сочетании с матричной инверсией. В отличие от стандартных подходов, новая методика позволяет находить эквивалентные источники излучений с небольшим числом диполей за наименьшее время вычислений. Продemonстрировано экспериментальное исследование разработанной методики, проведено сравнение полученных результатов с классическим методом, а именно с помощью аппаратно-программного комплекса сканирования ближнего электромагнитного поля. Для экспериментальной проверки этого метода проводятся магнитные измерения в ближнем поле для нахождения эквивалентной модели в случае одновитковой катушки, тороидальной катушки и DC/DC-преобразователя. Результаты, полученные с помощью разработанной методики, имеют погрешность относительно сканера ближнего поля около 10%, что является хорошим показателем для внедрения ее в промышленность

Ключевые слова: эквивалентные источники, магнитные диполи, магнитное поле, ближние поля, метод оптимизации

Введение

Снижение стоимости и времени проектирования встраиваемых силовых электронных устройств требует развития численного электромагнитного моделирования для определения источников излучаемых полей и улучшения конструкции. Для того чтобы иметь возможность охарактеризовать излучаемое магнитное поле, необходима информация об источниках помех. Инструментом для диагностики излучаемой электромагнитной совместимости (ЭМС) являются результаты измерения в ближней зоне магнитного поля [1].

Эти измерения дают информацию об источнике излучения, которое исчезает при формировании плоской волны (область дальнего поля), такую как геометрия источника и распределение токов на проводящей поверхности устройства.

На основе измерения магнитного поля можно построить эквивалентную модель излучения, чтобы получить такое же излучение, как и у реального тестируемого устройства (ТУ). Такая модель, основанная на магнитных диполях, может быть легко включена в программное обеспечение для 3D-моделирования, чтобы обеспечить простоту и быстроту.

Цель данной работы - предложить быстрый метод моделирования излучения магнитного поля силового электронного оборудования на основе измерений магнитного поля в ближней зоне.

Сначала используется алгоритм оптимизации для нахождения только положений диполей (уменьшается количество неизвестных параметров). Затем моменты вычисляются путем инверсии матрицы. Кроме того, данный метод ищет диполи в конечном объеме, что приводит к уменьшению числа неизвестных параметров.

Наша новая методика сравнивается с методом, использующим стандартный алгоритм оптимизации, демонстрируя его производительность в отношении времени вычислений.

Метод протестирован на примере простой задачи (катушка с одним витком и тороидальная катушка). Используя аппаратно-программный комплекс сканирования ближнего поля, мы создали картограммы магнитного поля и применили наш алгоритм для построения эквивалентной модели. Кроме того, эта методика была использована для построения модели DC/DC-преобразователя, чтобы приблизиться к реальному применению силовой электроники [2].

Определение эквивалентной модели

В этом разделе описывается, как найти распределение магнитного диполя, эквивалентного источнику, которое дает такое же магнитное поле, измеренное магнитным датчиком от ТУ. Картограммы магнитного поля получаются после сканирования ТУ с помощью стенда для измерения ближнего поля. На рис. 1 представлен принцип построения модели излучения.

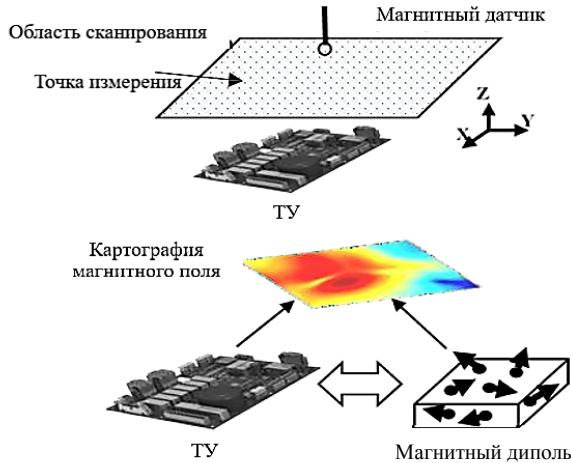


Рис. 1. Принцип построения излучаемой модели

Далее представлены шаги по определению эквивалентной модели [3]. Магнитное поле, излучаемое набором диполей, может быть записано следующим образом:

$$H = PM, \quad (1)$$

где H - вектор магнитного поля ($3i \times 1$);

$$fitness\ function = \sqrt{\frac{\sum |((H_{xmes} - H_{xsim})|^2 + |(H_{ymes} - H_{ysim})|^2 + |(H_{zmes} - H_{zsim})|^2)|}{\sum |((H_{xmes})|^2 + |(H_{ymes})|^2 + |(H_{zmes})|^2)}}, \quad (4)$$

где H_{xmes} , H_{ymes} , H_{zmes} - измеренные компоненты магнитного поля (H);

H_{xsim} , H_{ysim} , H_{zsim} - компоненты магнитного поля (H_1), найденные по модели в точках измерения.

Определим также Δf как разницу между фитнес-функцией, рассчитанной по двум последовательным номерам диполей.

В идеальном случае отношение, приведенное в (4), равно нулю. Это означает, что полученная модель обеспечивает такое же излучение, как и исходный источник, и что магнитные диполи находятся в идеальном положении. В противном случае следует изменить положение диполей, а затем пересчитать магнитное поле,

P - матрица, зависящая от положения диполей ($3i \times 3n$);

M - вектор дипольных моментов ($3n \times 1$);

i - количество точек измерения;

n - количество используемых магнитных диполей в модели.

Коэффициент «3» обусловлен тремя компонентами дипольного момента или поля в рассматриваемом пространственном месте. Описанный метод основан на следующей теории: правильные положения магнитных диполей дают правильные дипольные моменты для вектора магнитного поля H [4]. Поэтому предлагаемый алгоритм основан на поиске положения диполя. После определения P дипольные моменты выводятся из формулы (1). Точнее, предположим, что имеется n магнитных диполей со случайными параметрами положения. Используя формулу (1), дипольные моменты могут быть вычислены следующим образом:

$$M_1 = P_{inv}(P)H, \quad (2)$$

где P_{inv} - это псевдообратная матрица.

Затем вычисляем H_1 (поле, создаваемое дипольным распределением):

$$H_1 = PM_1. \quad (3)$$

Сравнение между H_1 и H осуществляется следующим образом:

чтобы минимизировать функцию пригодности отношения (4). Если после оптимизации эта функция имеет высокое значение, то количество магнитных диполей увеличивается на единицу. Оптимизация прекращается, если значение Δf меньше порога ϵ , заданного пользователем.

Для минимизации функции пригодности используется генетический алгоритм в сочетании с алгоритмом «поиска по образцу» из пакета Matlab Optimization Toolbox [5]. Первый алгоритм (генетический алгоритм) используется для глобального поиска минимума, а второй алгоритм (поиск по образцу) - для локального поиска. На рис. 2 представлена блок-схема поиска эквивалентной модели.



Рис. 2. Алгоритм оптимизации эквивалентной модели

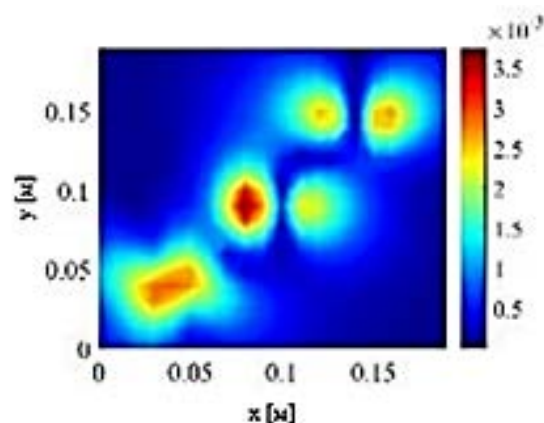
После моделирования оба алгоритма находят три диполя с почти теми же параметрами (положение и дипольные моменты) [6].

На рис. 3-5 представлены картограммы магнитного поля, рассчитанного аналитически и рассчитанного по модели, найденной после оптимизации с использованием обоих алгоритмов (Алго1, Алго2).

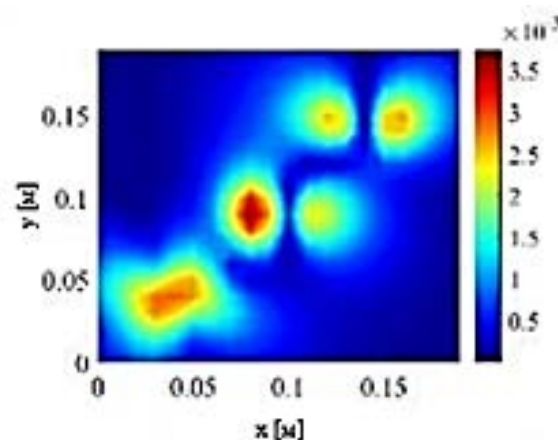
Заметно хорошее согласие между картографиями магнитного поля, рассчитанными аналитически и найденными алгоритмами оптимизации.

Для дальнейшей оценки скорости каждого алгоритма оптимизации рассчитывается время вычислений для нахождения N числа магнитных диполей каждым алгоритмом. После разрешения оба алгоритма находят модель, состоящую из N магнитных диполей, с функцией пригодности и значениями Δf менее 0,1%.

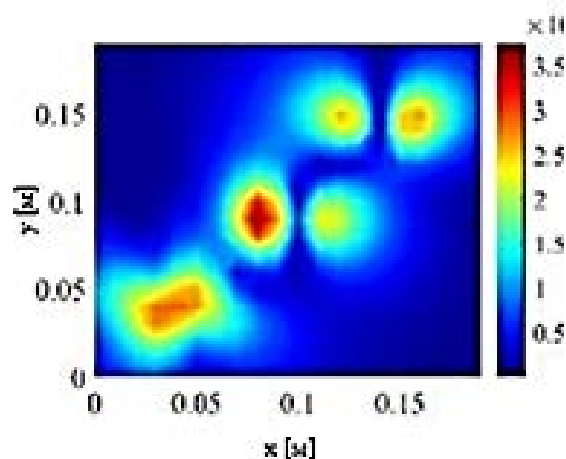
На рис. 4 представлено время вычислений каждого алгоритма в зависимости от количества диполей (N).



а) напряженность магнитного поля, рассчитанная аналитически

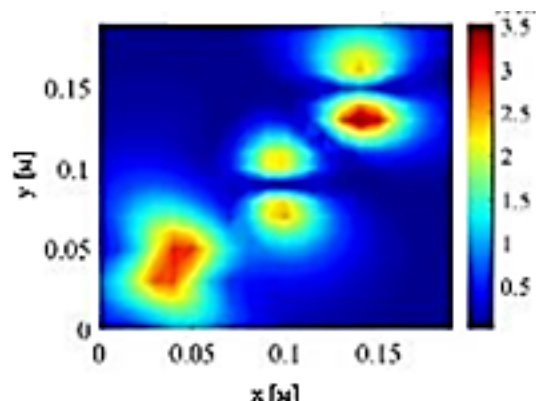


б) напряженность магнитного поля на основании первого алгоритма «Алго1»

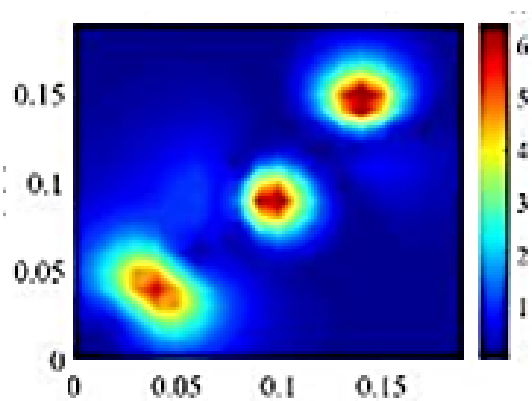


в) напряженность магнитного поля на основании второго алгоритма «Алго2»

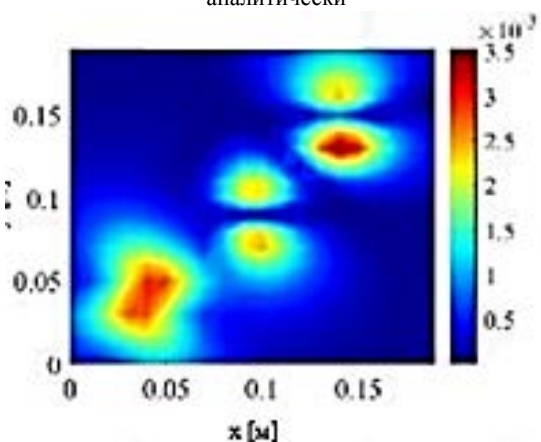
Рис. 3. Напряженность магнитного поля по оси x



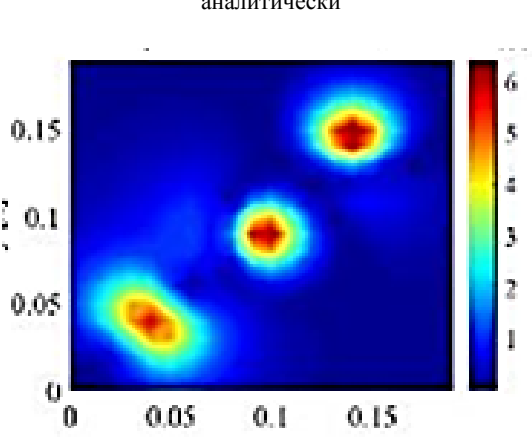
а) напряженность магнитного поля, рассчитанная аналитически



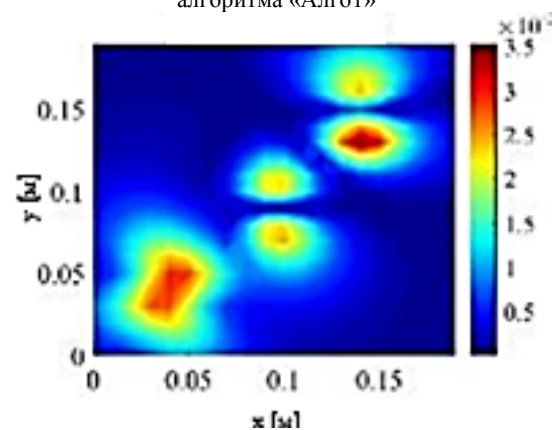
а) напряженность магнитного поля, рассчитанная аналитически



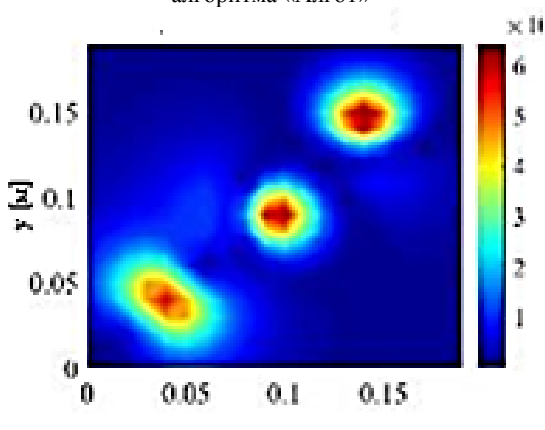
б) напряженность магнитного поля на основании первого алгоритма «Алго1»



б) напряженность магнитного поля на основании первого алгоритма «Алго1»



в) напряженность магнитного поля на основании второго алгоритма «Алго2»



в) напряженность магнитного поля на основании второго алгоритма «Алго2»

Рис. 4. Напряженность магнитного поля по оси y

Рис. 5. Напряженность магнитного поля по оси z

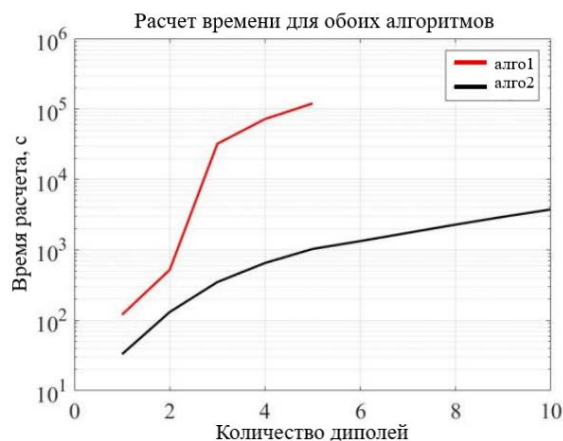


Рис. 6. Вычисление времени в зависимости от количества диполей для обоих алгоритмов

В результате разработанный метод явно быстрее, чем стандартный алгоритм оптимизации разработанный ранее [7].

Экспериментальная проверка предложенного метода

Для экспериментальной проверки разработанного метода рассматриваются одновитковая катушка, как показано на рис. 7, напечатанная на печатной плате, и тороидальная катушка, как показано на рис. 8.



Рис. 7. Одновитковая катушка



Рис. 8. Тороидальная катушка

В табл. 1 представлены характеристики каждого устройства и условия измерения.

Таблица 1

Характеристики катушек	Одновитковая катушка	Тороидальная катушка
Внутренний радиус	24,5 мм	17,8 мм
Внешний радиус	25,5 мм	30,5 мм
Толщина	34 мкм	20 мм
Количество витков	1	18
Сканирующее разрешение	20 мм	20 мм
Область сканирования	200 мм × 200 мм	200 мм × 200 мм
Расстояние измерения над ТУ	42 мм	40 мм
Частота	10 МГц	10 МГц

Для проведения измерений используется аппаратно-программный комплекс сканирования ближнего электромагнитного поля, показанный на рис. 9. Он включает в себя 3-осевой робот, который перемещает магнитный датчик над ТУ. Этот датчик обычно состоит из петли, которая генерирует напряжение от изменяющегося магнитного потока. ПК осуществляет сбор данных, измеренных с помощью анализатора спектра. Для повышения чувствительности измерений на выходе датчика подключается малошумящий усилитель.

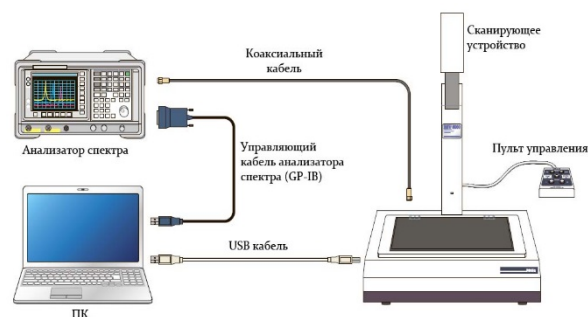


Рис. 9. Аппаратно-программный комплекс сканирования ближнего электромагнитного поля

На основе измерений магнитного поля, излучаемого одновитковой катушкой, показанной на рис. 7, наш метод определяет модель, со-

стоящую из 7 магнитных диполей, где функция пригодности равна 7,4%, а Δf меньше 0,1%.

На рис. 10 представлены результаты магнитного поля, найденного с помощью разработанной модели и с помощью аппаратного-программного комплекса сканирования ближнего электромагнитного поля.

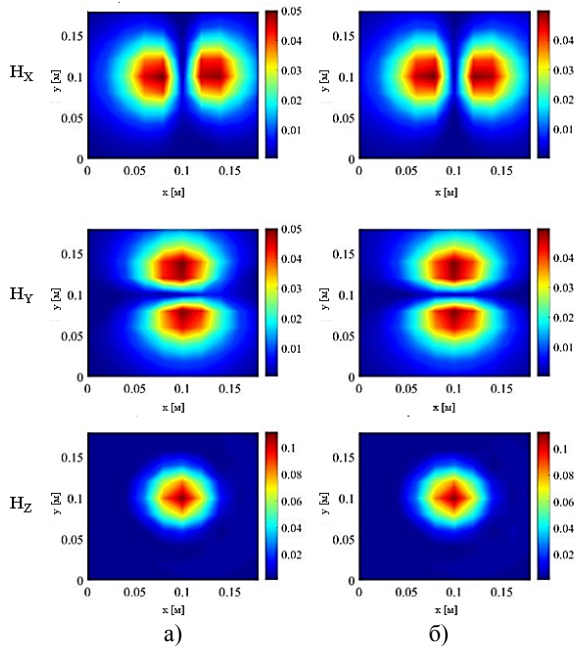


Рис. 10. Величина магнитного поля, полученная:
а) на основании разработанной модели
б) с помощью аппаратного-программного комплекса сканирования ближнего электромагнитного поля

Если посмотреть на карту напряженности измеренного магнитного поля и поля, заданного моделью, то в местах с сильным полем наблюдается хорошее совпадение. Для количественной оценки результатов мы использовали метод максимального правдоподобия (ММП). В данной работе этот метод был использован для сравнения результатов измерения компонентов магнитного поля и результатов, полученных с помощью предложенной модели. Метод ММП основан на разделении сравниваемых данных на две группы: в первой рассматривается разница в амплитуде, а во второй – разница между фазой сигнала.

Заключение

В данной статье представлен эффективный метод моделирования излучаемых помех испытываемого устройства, основанный на измерениях ближнего поля с использованием массива эквивалентных диполей, выведенного в результате процедуры оптимизации. Численные результаты показали, что предлагаемый метод может удовлетворительным образом воспроизводить излучаемые поля за быстрое вычислительное время по сравнению со стандартными методами оптимизации.

Методика была экспериментально протестирована в случаях одновитковой катушки и тороидальной катушки в ближнем поле. Результаты, полученные с помощью моделей, показывают хорошее согласование с измерениями магнитного поля.

Литература

1. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. М.: ООО «ГруппаИДТ», 2007. 616 с.
2. Ромашенко М.А. Основные задачи анализа обеспечения ЭМС в конструкциях РЭС и принципы его выполнения // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2011. Т. 7. № 4. С. 106-109.
3. Патент на изобретение RU 2593910 C2. Антенна Вивальди с печатной линзой на единой диэлектрической подложке: № 2014128331/28; заявл. 11.07.2014; опубл. 10.08.2016 / Ашихмин А.В., Фёдоров С.М., Негрбов В.В., Пастернак Ю.Г., Авдюшин А.С.
4. Зеленин И.А., Рыжиков А.Г., Фёдоров С.М. Антенная решетка на основе линзы Ротмана // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8. № 11. С. 102-105.
5. Рыжиков А.Г., Слинчук С.А., Фёдоров С.М., Чугуевский В.И. Исследование характеристик антенной решетки на основе линзы Ротмана и антенн с эллиптическими плечами // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2013. Т. 9. № 2. С. 49-52.
6. Ашихмин А.В., Першин П.В., Фёдоров С.М. Пеленгование с использованием модели, в которой наблюдаемое поле является суперпозицией плоской падающей волны и рассеянных сферических волн, создаваемых блестящими точками на корпусе рассеивателя // Вестник Воронежского института МВД России. 2018. № 3. С. 70-76.
7. Князев А.Д., Кечиев Л.Н., Петров Б.В. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости. М.: Радио и связь, 1989. 224 с.

Поступила 25.07.2023; принята к публикации 04.10.2023

Информация об авторах

Глотов Вадим Валерьевич – старший преподаватель, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: vadik-livny@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5129-4369>
Семейкин Игорь Валентинович – канд. техн. наук, технический директор, АО «Научно-исследовательский институт электронной техники» (394033, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д.5), e-mail: sig@niiet.ru

Рудь Анастасия Евгеньевна – ассистент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: VGTU-kafRT@yandex.ru

METHOD FOR SIMULATING MAGNETIC FIELD RADIATIONS OF RADIO ELECTRONIC EQUIPMENT IN NEAR FIELDS

V.V. Glotov¹, I.V. Semeikin², A.E. Rud¹

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²JSC "Research Institute of Electronic Technology", Voronezh, Russia

Abstract: the article presents an algorithm for modeling sources of electromagnetic interference using measurements made in the near field of the magnetic field emitted by power electronic equipment. This type of measurement occurs at the intra-hardware level of electromagnetic compatibility. To predict the emitted magnetic field, a model based on elementary magnetic dipoles has been developed. This model is derived from near-field measurements. To determine the model parameters, an optimization procedure is used in combination with matrix inversion. Unlike standard approaches, the new technique makes it possible to find equivalent radiation sources with a small number of dipoles in the shortest computation time. The article also demonstrates an experimental study of the developed technique and compares the results obtained with the classical method, namely using a hardware-software complex for scanning a near electromagnetic field. To experimentally test this method, magnetic measurements are carried out in the near field to find an equivalent model in the case of a single-turn coil, a toroidal coil and a DC/DC converter. The results obtained using the developed technique have an error relative to the near-field scanner of about 10%, which is a good indicator for its implementation in industry

Key words: equivalent sources, magnetic dipoles, magnetic field, near fields, optimization method

References

1. Kechiev L.N. "Design of printed circuit boards for digital high-speed equipment" ("Proyektirovaniye pechatnykh plat dlya tsifrovoy bystrodeystvuyushchey apparatury"), Moscow, GruppaiDT, 2007, 616 p.
2. Romashchenko M.A. "The main tasks of the analysis of EMC support in the designs of electronic distribution systems and the principles of its implementation", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2011, vol. 7, no. 4, pp. 106-109.
3. Ashikhmin A.V., Fedorov S.M., Negrobov V.V., Pasternak Yu.G., Avdyushin A.S. "Vivaldi antenna with a printed lens on a single dielectric substrate" ("Antenna Vivaldi s pechatnoy linzoy na yedinoj dielektricheskoy podlozhke"), Patent of RF 2593910 C2, dated 08.10.2016, application no. 2014128331/28, dated 07.11.2014.
4. Zelenin I.A., Ryzhikov A.G., Fedorov S.M. "Antenna array based on Rothman lens", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2012, vol. 8, no. 11, pp. 102-105.
5. Ryzhikov A.G., Slinchuk S.A., Fedorov S.M., Chuguevsky V.I. "Study of the characteristics of an antenna array based on a Rothman lens and antennas with elliptical arms", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2013, vol. 9, no. 2, pp. 49-52.
6. Ashikhmin A.V., Pershin P.V., Fedorov S.M. "Direction finding using a model in which the observed field is a superposition of a plane incident wave and scattered spherical waves created by shiny points on the diffuser body", *The Bulletin of Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia (Vestnik Voronezhskogo instituta MVD Rossii)*, 2018, no. 3, pp. 70-76.
7. Knyazev A.D., Kechiev L.N., Petrov B.V. "Design of radio-electronic and electronic computing equipment taking into account electromagnetic compatibility" ("Konstruirovaniye radioelektronnoy i elektronno-vychislitelnoy apparatury s uchedom elektromagnitnoy sovmestimosti"), Moscow, Radio i svyaz, 1989, 224 p.

Submitted 25.07.2023; revised 04.10.2023

Information about the authors

Vadim V. Glotov – Senior Lecturer, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: vadik-livny@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5129-4369>

Igor V. Semeikin – Cand. Sc. (Technical), Technical Director of JSC "Research Institute of Electronic Technology" (5 Starykh Bolshevikov str., Voronezh 394033, Russia), e-mail: sig@niiet.ru

Anastasia E. Rud – Assistant Lecturer, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: VGTU-kafRT@yandex.ru

СПОСОБ ЭФФЕКТИВНОЙ ОЦЕНКИ УРОВНЯ КОНДУКТИВНЫХ ПОМЕХ AC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

М.А. Ромащенко, А.В. Гудков

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассмотрен подход для сокращения времени и удешевления предварительной оценки соответствия нормам обеспечения электромагнитной совместимости импульсных источников питания типа AC-DC. Рассмотрено решение задачи повышения эффективности разработки импульсных AC-DC преобразователей на этапе предварительного тестирования уровня кондуктивных помех. Предложенный подход заключается в замене дорогостоящей процедуры использования измерителя радиопомех, целесообразной при приемочных испытаниях, на инженерное оценочное измерение при помощи осциллографа с функцией быстрого преобразования Фурье. Описан способ, реализующий данный подход, приведена структурная схема подключения испытуемого устройства, измерительной аппаратуры и вспомогательного оборудования при измерении напряжения радиопомех с использованием эквивалента сети. Обоснована новизна способа, заключающаяся в добавлении развязывающего усилителя между эквивалентом сети и осциллографом, питающегося от аккумулятора, что исключает возможность попадания дополнительных помех. Представлены результаты экспериментального исследования предлагаемого способа в виде результирующих спектрограмм кондуктивных помех, создаваемых потребительским импульсным AC-DC преобразователем мощностью 120 Вт. Проведено сравнение спектрограмм, полученных при помощи осциллографа и анализатора спектра в диапазоне 9 кГц-30 МГц. Подтверждена эффективность способа, даны рекомендации по практическому применению способа в деятельности инженера-разработчика

Ключевые слова: импульсный источник питания, кондуктивные помехи, AC-DC преобразователь, электромагнитная совместимость

Введение

Для питания радиоэлектронного оборудования часто используется преобразование переменного тока (AC) в постоянный (DC). Технически это реализуется с помощью импульсных источников питания AC-DC преобразователей – миниатюрных, имеющих небольшой вес и обладающих высоким КПД. Как и любые другие технические средства, AC-DC преобразователи проходят проверку на соответствие требованиям электромагнитной совместимости (ЭМС) в ходе проектирования [1]. Для импульсных источников питания характерными являются кондуктивные и радиочастотные помехи. Кондуктивные помехи связаны с протеканием шумовых токов, которые классифицируют на дифференциальные и синфазные. Дифференциальные помехи вызваны переключением силовых транзисторов, а соответствующие токи протекают одновременно в противоположных направлениях по шине питания и общему проводнику. Синфазные помехи обусловлены наличием паразитной связи между заземлением преобразователя и его силовыми линиями питания, при этом токи протекают через землю преобразователя и возвращаются

через общий проводник и силовую шину [2].

Обеспечение требований по снижению эмиссии кондуктивных помех является важным этапом разработки AC-DC преобразователя. Допустимые уровни эмиссии помех, а также методы их измерения определяются в ГОСТ 30429-96 [3]. В соответствии с ним радиопомехи измеряют при приемочных испытаниях опытных образцов и устройств единичного выпуска, а также при периодических, типовых и сертификационных испытаниях серийно выпускаемых устройств. В процессе проведения измерений используется дорогостоящее оборудование и экранированные безэховые помещения. Однако очевидно, что до этапа приемочных испытаний конструкция AC-DC преобразователя будет многократно изменена и скорректирована, в том числе и из-за необходимости соответствия нормам ЭМС. При этом на каждой подобной итерации будет вполне достаточно оценки уровня помех с точностью, достаточной для ответа на вопрос «пройдет/не пройдет».

Таким образом, повышение эффективности разработки при одновременном сокращении времени использования дорогостоящего оборудования и инфраструктуры может быть достигнуто путем предварительной грубой оценки уровня помех непосредственно на рабочем месте разработчика.

Постановка задачи

Для оценки уровня кондуктивных помех AC-DC преобразователей применяются анализаторы спектра различных производителей. Однако, в случае их отсутствия измерение спектра помех возможно с помощью цифрового осциллографа, поддерживающего функцию быстрого преобразования Фурье (БПФ). В основе преобразования Фурье лежит предположение о том, что сигнал любой формы можно представить в виде суммы гармонических составляющих [4]. Разложение в ряд Фурье выполняется по общеизвестному выражению:

$$F(x) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(nx) + b_n \sin(nx)) \quad (1)$$

где a и b – коэффициенты Фурье, с помощью которых можно определить форму волны $F(x)$.

Техническая реализация БПФ имеется на многих цифровых осциллографах. Однако согласование выхода эквивалента сети (ЭС) и входа осциллографа может привести к погрешностям измерений в случае, если последний имеет высокое входное сопротивление. В таком случае на входе осциллографа может быть установлен усилитель сигнала, который так же обеспечит дополнительную защиту от бросков напряжения, опасных для входных цепей осциллографа. Чувствительность большинства осциллографов ниже, чем анализаторов спектра, однако ее вполне достаточно для предварительной оценки эффективности схемотехнических решений. Таким образом, задача исследования формулируется как разработка практического способа измерения уровня кондуктивных помех при помощи осциллографа с функцией БПФ. Такой подход позволит проводить оценку напряжения радиопомех от исследуемого импульсного источника питания непосредственно на рабочем месте разработчика и ускорит оптимизацию изделия в области ЭМС.

Предложенный способ

На рис. 1 представлена структурная схема измерения уровня кондуктивных помех AC-DC преобразователя с помощью осциллографа.

Выход эквивалента сети через кабель с волновым сопротивлением 50 Ом подключается на вход усилителя. Питание производится от аккумулятора (АКБ) напряжением 12 В, что позволяет исключить попадание сетевых помех по цепи питания. Конструктивно подключение платы усилителя на вход осциллографа выполнено напрямую с помощью переходника BNC-BNC без использования щупов осциллографа с целью уменьшения потерь усиленного сигнала.

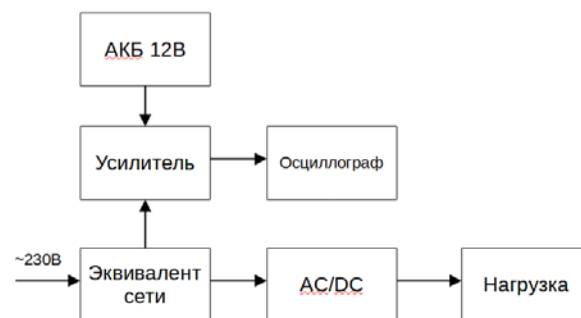


Рис. 1. Структурная схема измерения уровня кондуктивных помех AC-DC преобразователя с помощью осциллографа

Для реализации предложенного способа был применен транзисторный усилитель, обеспечивающий коэффициент усиления близкий к 10 в полосе частот от 9 кГц до 30 МГц. На рис. 2 представлена ЛАЧХ входного усилителя (сплошная линия на графике). При данном типе измерений фаза существенного значения не имеет, поэтому в дальнейшем на ЛФЧХ внимание не акцентируется. Из данных, полученных в программе LTSpice, видно, что обеспечивается достаточно равномерное усиление от 16 дБ на частоте 9 кГц до 20 дБ в большей части остального диапазона, используемого для измерений. На частоте 16 кГц имеется небольшое увеличение амплитуды до 24 дБ.

Важным требованием к усилителю является максимальное ослабление частоты питающей сети 50 Гц с целью предотвращения попадания ее гармоник в исследуемый диапазон спектра. Кроме того, учитывалось сопротивление и емкость входной цепи осциллографа для обеспечения частоты среза усилителя выше 30 МГц.

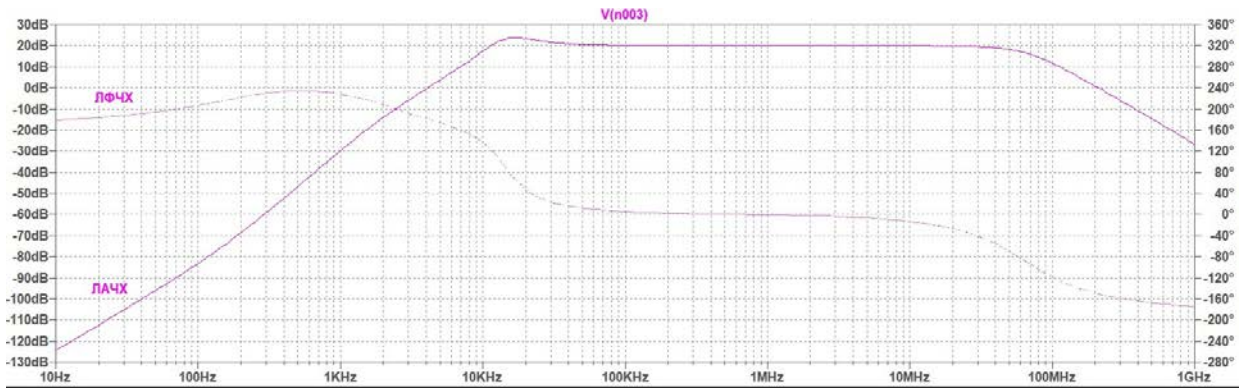


Рис. 2. ЛАЧХ входного усилителя

На рис. 3 представлена осциллограмма работы усилителя при подаче на его вход синусоидального сигнала частотой 10 МГц. Входному сигналу соответствует нижний луч, выходному – верхний. По данной осциллограмме видно, что обеспечено более чем десятикратное усиление входного сигнала.

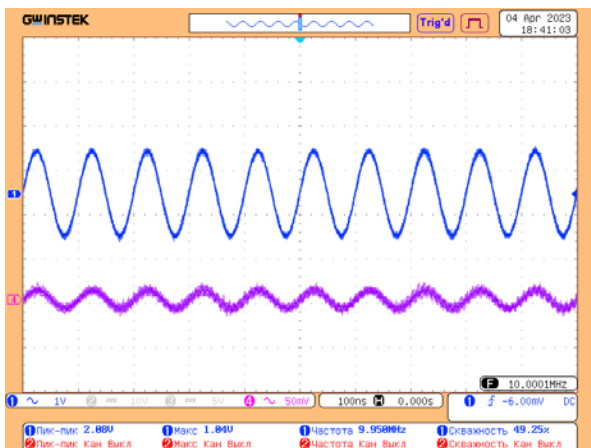


Рис. 3. Осциллограмма работы усилителя

Экспериментальное исследование

Согласно структурной схеме на рис. 1 был собран исследовательский стенд, в котором использовался цифровой осциллограф АКИП-75444В с частотой дискретизации 1 Гвыб/с, полосой пропускания 200 МГц. Входное сопротивление осциллографа 1 МОм, входная емкость 13 пФ.

В процессе выполнения эксперимента был получен спектр кондуктивных помех, создаваемых потребительским импульсным AC-DC преобразователем мощностью 120 Вт с номинальным выходным напряжением 12 В, работающим от однофазной сети 230В. Ток нагрузки составлял 7А. Полученные спектрограммы измеренных кондуктивных помех представлены на рис. 4, рис. 6 и рис. 8. Для сравнения, на рис. 5, рис. 7 и рис. 9 представлены спектрограммы, полученные на спектроанализаторе АКИП-4212 в режиме пикового детектора положительных сигналов. Следует учесть, что при анализе полученных данных из значений уровня помех, полученных на осциллографе, необходимо вычитать 20 дБ, добавляемых входным усилителем.

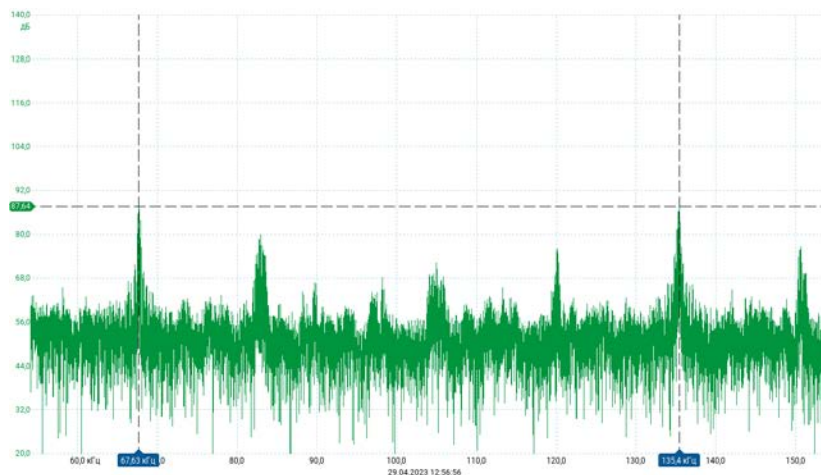


Рис. 4. Спектрограмма с осциллографа в диапазоне до 150 кГц

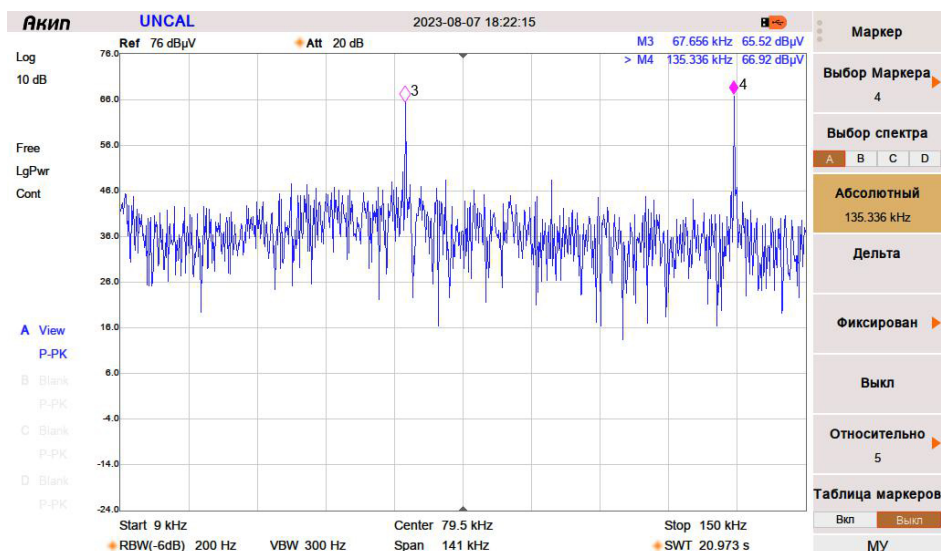


Рис. 5. Спектрограмма с анализатора спектра в диапазоне 9-150 кГц

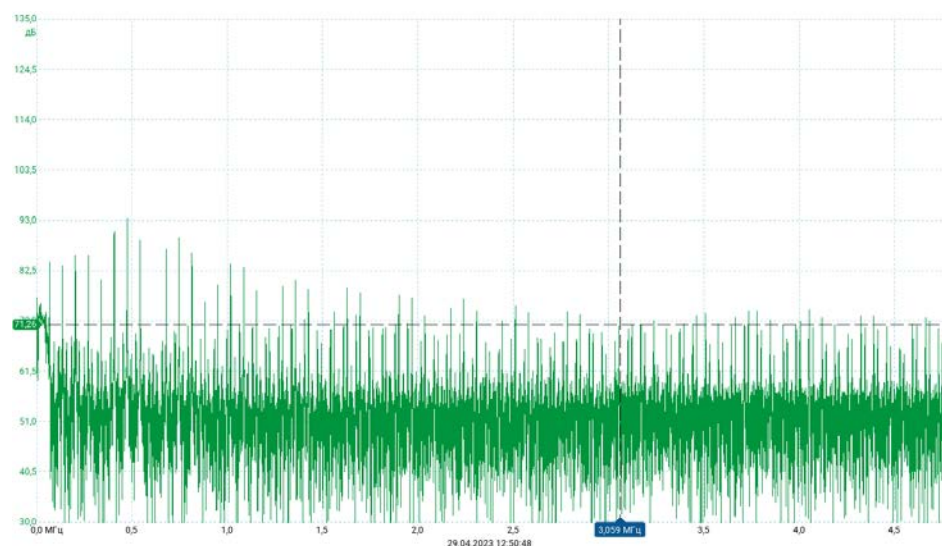


Рис. 6. Спектрограмма с осциллографа в диапазоне до 6 МГц

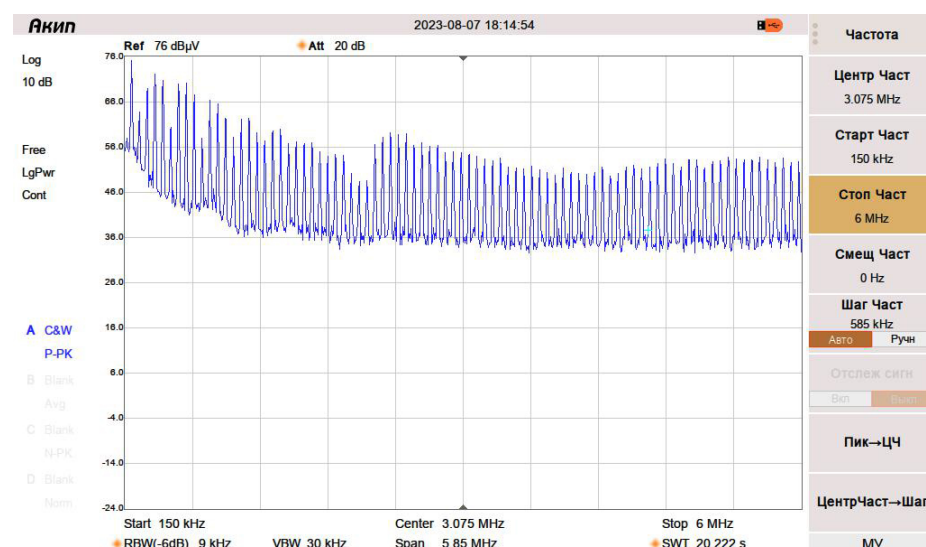


Рис. 7. Спектрограмма с анализатора спектра в диапазоне 150 кГц - 6 МГц

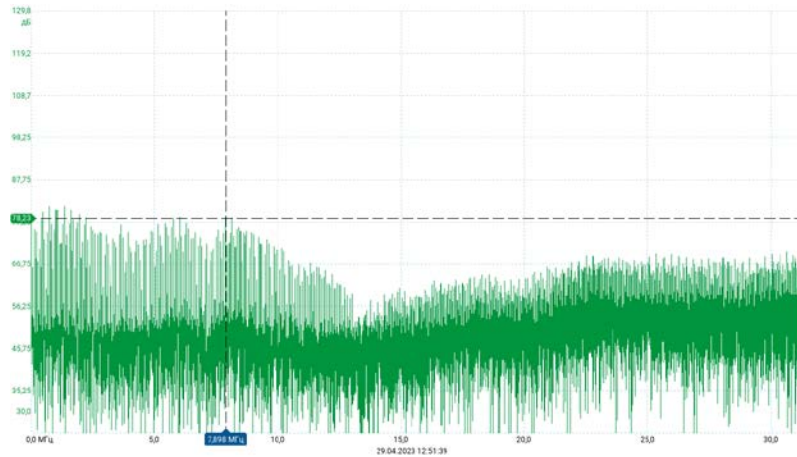


Рис. 8. Спектрограмма с осциллографом в диапазоне до 30 МГц

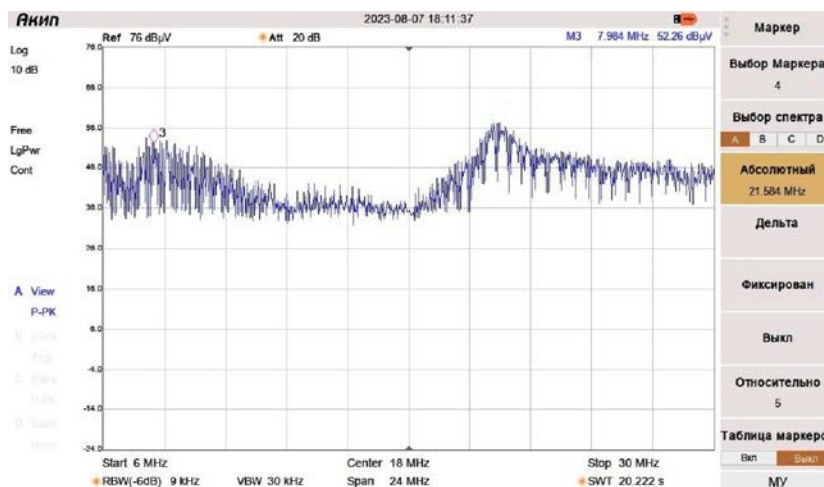


Рис. 9. Спектрограмма с анализатора спектра в диапазоне 6 - 30 МГц

Сравнивая рис. 4 и рис. 5 на частоте 67,6 кГц, видно амплитуду сигнала 67,64 дБмкВ, полученную на осциллографе, и 65,52 дБмкВ, полученную на анализаторе спектра. Разница составила 2,12 дБмкВ. На частоте 135,4 кГц была получена амплитуда 67,12 дБмкВ и 66,92 дБмкВ соответственно. Разница составила 0,2 дБмкВ.

На рис. 5 и рис. 6 приведены спектрограммы диапазона 150 кГц - 6 МГц. На частоте 3,06 МГц получены амплитуды 51,26 дБмкВ и 55 дБмкВ соответственно. Разница составила 3,74 дБмкВ.

На рис. 7 и рис. 8 приведены спектрограммы диапазона 6 - 30 МГц. На частоте 7,9 МГц получена амплитуда 58,23 дБмкВ (осциллограф) и на частоте 7,98 МГц 52,26 дБмкВ (анализатор спектра). Разница составила 5,97 дБмкВ.

Вывод

В результате проведенной работы был

предложен подход и продемонстрирован способ измерения кондуктивных помех АС-DC преобразователя с помощью осциллографа в режиме БПФ. Способ предусматривает применение транзисторного усилителя для согласования сопротивлений эквивалента сети и осциллографа, а также защиты его входа. Таким образом, предложенный способ позволяет разработчику в ходе проектирования оперативно оценивать уровень кондуктивных помех преобразователя непосредственно на рабочем месте. Такой подход позволяет сократить время и уменьшить стоимость проведения предварительной оценки соответствия нормам обеспечения ЭМС АС-DC преобразователей. Проведенные экспериментальные измерения показали, что предложенный способ позволяет получать спектрограммы на осциллографе с отклонением от показаний анализатора спектра ± 6 дБмкВ по амплитуде.

Следует отметить, что любые предварительные результаты, полученные с помощью предложенного способа, в конечном итоге требуют подтверждения по установленным в

[3] требованиям.

Литература

1. Ромашенко М.А. Основные аспекты современного состояния проблемы обеспечения ЭМС РЭС // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2010. Т. 6. № 3. С. 142-144.
2. Hegarty T. The Engineer's Guide To EMI In DC-DC Converters (Part 2): Noise Propagation and Filtering // How2Power Today, January 2018. URL:

http://www.how2power.com/pdf_view.php?url=/newsletters/1801/articles/H2PToday1801_design_TexasInstruments_Part%202.pdf (Дата обращения: 01.08.2023).

3. ГОСТ 30429-96. Радиопомехи промышленные от оборудования и аппаратуры, устанавливаемых совместно со служебными радиоприемными устройствами гражданского назначения. Нормы и методы испытаний. Введ. 01.01.98. М.: Госстандарт России: Изд-во стандартов, 1998.

4. Дискретное преобразование Фурье: учебное пособие / В.П. Кандидов и др. М.: Физический факультет МГУ, 2019. 88 с.

Поступила 22.08.2023; принята к публикации 04.10.2023

Информация об авторах

Ромашенко Михаил Александрович – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: kipr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5629-6056>
Гудков Андрей Владимирович – соискатель, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: andrej23_vrn@gmail.com

METHOD FOR EFFICIENT ASSESSMENT OF CONDUCTIVE INTERFERENCE LEVEL FOR AC-DC CONVERTER

M.A. Romashchenko, A.V. Gudkov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the article considers an approach to reduce the time and the cost of preliminary assessment of compliance with the standards of electromagnetic compatibility of switching power supplies of the AC-DC type. The solution of the problem of increasing the efficiency of the development of pulsed AC-DC converters at the stage of preliminary testing of the level of conductive interference is considered. The proposed approach is to replace the expensive procedure of using a radio interference meter, which is advisable during acceptance tests, with an engineering evaluation measurement using an oscilloscope with a Fast Fourier Transform function. A method implementing this approach is described, a block diagram of the connection of the test device, measuring equipment and auxiliary equipment when measuring the voltage of radio interference using the equivalent of a network is given. The novelty of the method is justified, which consists in adding a decoupling amplifier between the line impedance stabilization network and an oscilloscope powered by a battery, which eliminates the possibility of additional interference. The results of an experimental study of the proposed method are presented in the form of resultant spectrograms of conductive interference generated by a consumer pulsed AC-DC converter with a power of 120 watts. The spectrograms obtained using an oscilloscope and a spectrum analyzer in the range of 9 kHz-30 MHz are compared. The effectiveness of the method is confirmed and recommendations are given on the practical application of the method in the activities of a development engineer

Key words: switching power supply, conductive interference, AC-DC converter, electromagnetic compatibility

References

1. Romashchenko M.A. "The main aspects of the current state of the problem of providing EMS RES", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2010, vol. 6, no. 3, pp. 142-144.
2. Hegarty T. "The Engineer's Guide To EMI In DC-DC Converters (Part 2): Noise Propagation and Filtering", *How2Power Today*, January 2018, available at: http://www.how2power.com/pdf_view.php?url=/newsletters/1801/articles/H2PToday1801_design_TexasInstruments_Part%202.pdf (date of access 06.01.2023).
3. GOST 30429-96, "Industrial radio interference from equipment and equipment installed in conjunction with civil service radio receivers. Standards and test methods", enacted 01.01.98, Moscow, Gosstandart Rossii, 1998.
4. Kandidov V.P. et al. "Discrete Fourier transform. Textbook" ("Diskretnoye preobrazovaniye Furiye: uchebnoye posobiye"), Moscow, Fizicheskii fakultet MGU, 2019, 88 p.

Submitted 22.08.2023; revised 04.10.2023

Information about the authors

Mikhail A. Romashchenko – Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: kipr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5629-6056>
Andrey V. Gudkov – Graduate Applicant, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: andrej23_vrn@gmail.com

МИКРОПОЛОСКОВАЯ ИМПЛАНТАЦИОННАЯ АНТЕННА ДИАПАЗОНА MICS/ISM ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ МЕДИЦИНСКИХ ИМПЛАНТОВ

Е.Д. Егорова, Д.В. Журавлёв

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается исследование микрополосковой имплантационной антенны диапазона MICS/ISM, предназначенной для использования в системах связи медицинских имплантов. Ее преимущества заключаются в возможности передачи данных на большие расстояния с минимальными потерями сигнала, обеспечивая качественную связь между устройствами внутри организма. Антенна была разработана с учетом особенностей работы внутри тела человека, где присутствует множество помех, вызванных тканями и жидкостями. Использование диапазона MICS/ISM позволяет обеспечить высокую степень защищенности от внешних помех и гарантировать надежную связь между имплантами и внешними устройствами. В рамках исследования сделаны общие оценки рабочих диапазонов, выделенных для медицинских приложений, геометрии излучения имплантационных антенн и ограничений по удельной скорости поглощения. Также приводятся результаты экспериментальных исследований, проведенных на фантомах, моделирующих тело человека. Благодаря своим компактным размерам и низкой массе антенна может быть использована в широком спектре медицинских имплантов, включая кардиостимуляторы, датчики и другие устройства. Таким образом, разработанная микрополосковая имплантационная антенна диапазона MICS/ISM представляет собой перспективное решение для создания надежных систем связи медицинских имплантов, способных обеспечить высокую эффективность передачи данных.

Ключевые слова: медицинский имплантат, микрополосковая имплантируемая антенна, диаграмма направленности, MICS-диапазон, ISM-диапазон

Введение

В последние десятилетия наблюдается быстрый рост применения беспроводных технологий связи в медицинской сфере, особенно в микроволновом диапазоне частот. Примерами используемых сегодня систем медицинских имплантатов являются кохлеарный имплантат (ушная улитка), инфузионные насосы и капсульные эндоскопические приложения. С другой стороны, работа электронных систем имплантатов, размещенных внутри тела, возможна при наличии бесперебойной связи с системами имплантатов. Цель биотелеметрических систем - помочь в диагностике, мониторинге и лечении заболеваний путем дистанционного мониторинга жизненно важных показателей. В современных биотелеметрических системах многие физиологические показатели, такие как электрокардиография (ЭКГ), электромиография (ЭМГ), электроэнцефалография (ЭЭГ), артериальное давление, кровоток, насыщение крови кислородом (SpO_2) и температура тела, могут быть измерены дистанционно.

Развитие технологий, интегральных схем и связи обуславливает необходимость разработки компонентов (таких как датчик, микропроцессор/микроконтроллер, антенна), отвечающих

требованиям систем связи имплантатов следующего поколения. Имплантируемая антенна, которая является одним из жизненно важных компонентов систем связи имплантатов, обеспечивает беспроводную связь между внутри- и внетелесными устройствами в диапазоне ISM (Industrial, Scientific and Medical) и/или MICS (Medical Implant Communication Systems).

Численное моделирование и имитация имплантационной антенны диапазона MICS/ISM для систем связи с медицинскими имплантами

В плоскости антенны в качестве излучающих элементов используются две металлические линии с витыми и «@»-образными изгибами. Кроме того, чтобы уменьшить возможные нежелательные эффекты рассеяния, углы металлических линий были сглажены. Антенна питается через коаксиальный разъем питания 50 Ом, и численные анализы предложенного дизайна проводились с учетом того, что он будет находиться на глубине 3 мм под кожей. С другой стороны, короткозамкнутый штырь с радиусом 0,2 мм, соединяющий антенну с заземленной плоскостью, использовался для увеличения электрического размера конструкции вдвое и уменьшения резонансной частоты при-

мерно вдвое, то есть для миниатюризации физических размеров антенны.

Результаты моделирования характеристики возвратных потерь (S_{11}) и входного импеданса (Z_{in}) имплантируемой антенны в среде моделирования на рис. 1 показаны на рис. 3 и рис. 4 соответственно. Как видно, полоса пропускания импеданса предлагаемой антенны составляет 165 МГц (337-502 МГц) в диапазоне MICS и 704 МГц (1,894-2,598 МГц) в диапазоне ISM, и конструкция демонстрирует двухдиапазонную работу. С другой стороны, при моделировании в воздушной среде, возвратные потери не опускаются ниже -10 дБ, а в диапазонах 2 и 2,5 ГГц наблюдается падение уровня.

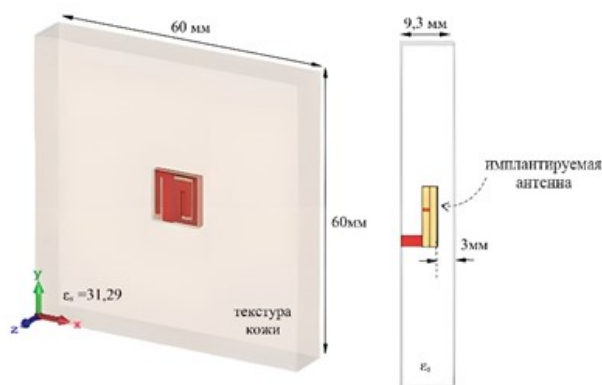


Рис. 1. Размещение конструкции имплантационной антенны диапазона MICS/ISM в участке кожи

Проанализируем характеристики возвратных потерь (S_{11}) антенны-имплантата в различных моделях кожных тканей, которые представлены на рис. 2.

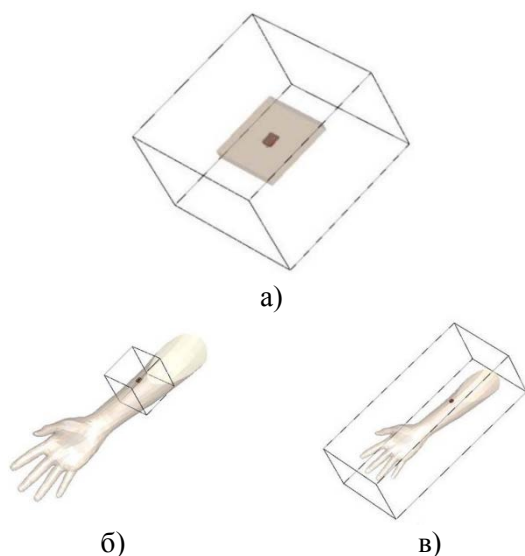


Рис. 2. Моделирование кожной ткани для проектирования антенного имплантата диапазона MICS/ISM: (а) участок кожи, (б) часть руки и (в) вся рука

Проведем моделирование с использованием модели участка кожи.

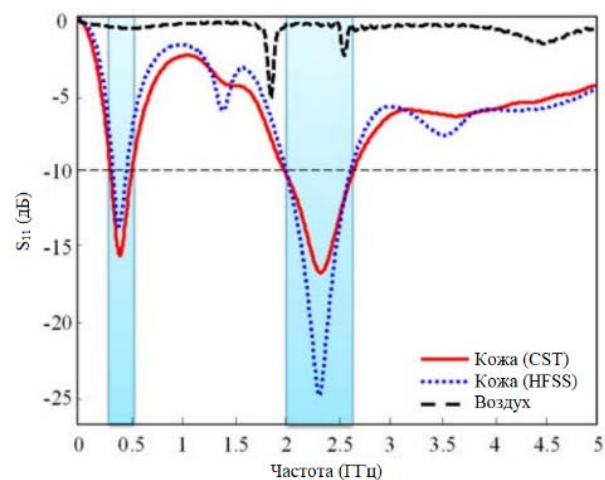


Рис. 3. Результаты моделирования конструкции имплантационной антенны диапазона MICS/ISM для возвратных потерь в кожной ткани и воздухе

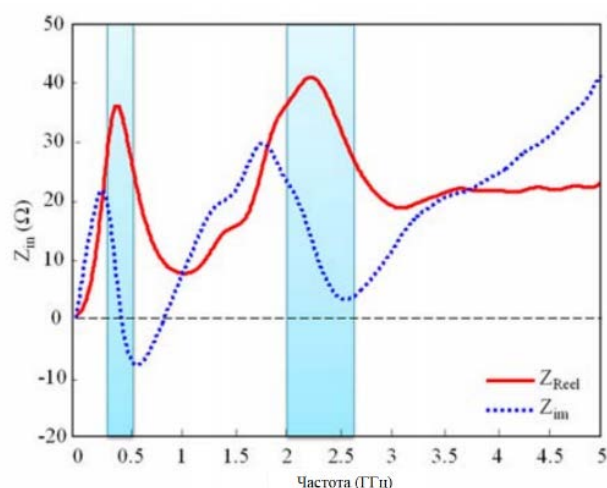


Рис. 4. Результаты моделирования входного импеданса конструкции имплантационной антенны диапазона MICS/ISM в ткани кожи

Характеристики S_{11} антенны-имплантата во всех моделях довольно схожи по профилю, с разницей в 3 дБ между простой моделью участка кожи и моделью, использующей всю руку, показаны на рис. 5. Это обусловлено физическим увеличением структуры и, следовательно, увеличением диэлектрических потерь.

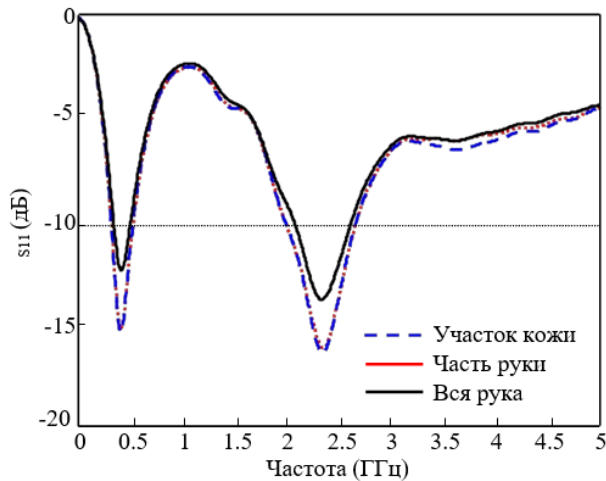


Рис. 5. Результаты моделирования возвратных потерь конструкции имплантационной антенны диапазона MICS/ISM для различных подходов к моделированию среды кожной ткани

Результаты моделирования диаграммы направленности излучения предложенной конструкции антенны имплантата диапазона MICS/ISM на частотах 402 МГц и 2,4 ГГц показаны на рис. 6. Как видно, конструкция имеет двунаправленную диаграмму направленности излучения на частоте 402 МГц и направленную диаграмму направленности на частоте 2,4 ГГц. С другой стороны, коэффициент усиления конструкции составляет 0,272 дБи в диапазоне MICS и 5,76 дБи в диапазоне ISM.

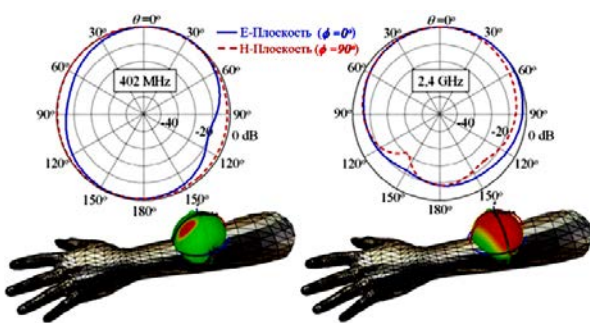
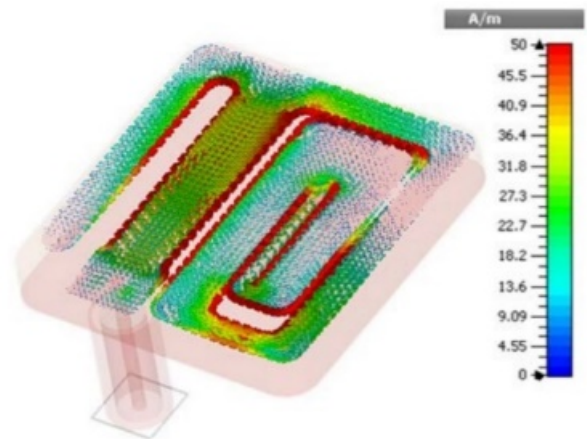


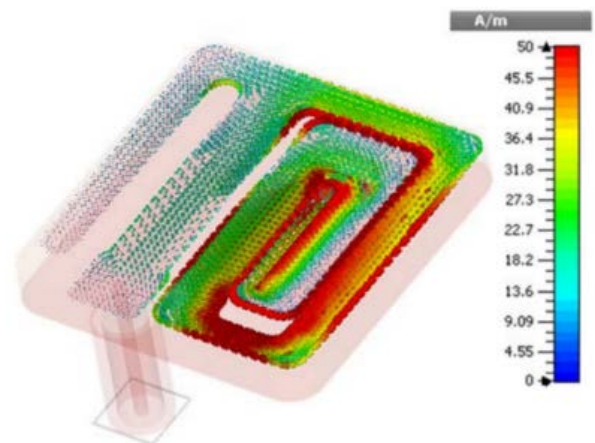
Рис. 6. Результаты моделирования диаграммы направленности излучения антенны имплантата диапазона MICS/ISM на участке кожи на частотах 402 МГц и 2,4 ГГц

На рис. 7 показаны рассчитанные распределения поверхностного тока имплантационной антенны на частотах 402 МГц и 2,4 ГГц. Как видно, распределение тока на частоте 402 МГц в основном сосредоточено на изогнутом участке антенного элемента в форме «@» и вокруг штыря короткого замыкания, в то время как при 2,4 ГГц распределение тока в основном сосредоточено вдоль линии питания 50 Ом и по обе стороны от изогнутой металлической ли-

нии. Фактически, эти результаты подтверждают, что рабочие полосы MICS и ISM формируются через изогнутую линию в форме «@», а также замыкающий штырь и витые металлические линии, соответственно.



(а)



(б)

Рис. 7. Распределения поверхностного тока конструкции антенны имплантата диапазона MICS/ISM на участке кожи на частотах (а) 402 МГц и (б) 2,4 ГГц

Рассчитанные значения удельной скорости поглощения предложенной конструкции антенны имплантата диапазона MICS/ISM на 1 грамме ткани в диапазонах 402 МГц и 2,4 ГГц показаны на рис. 8.

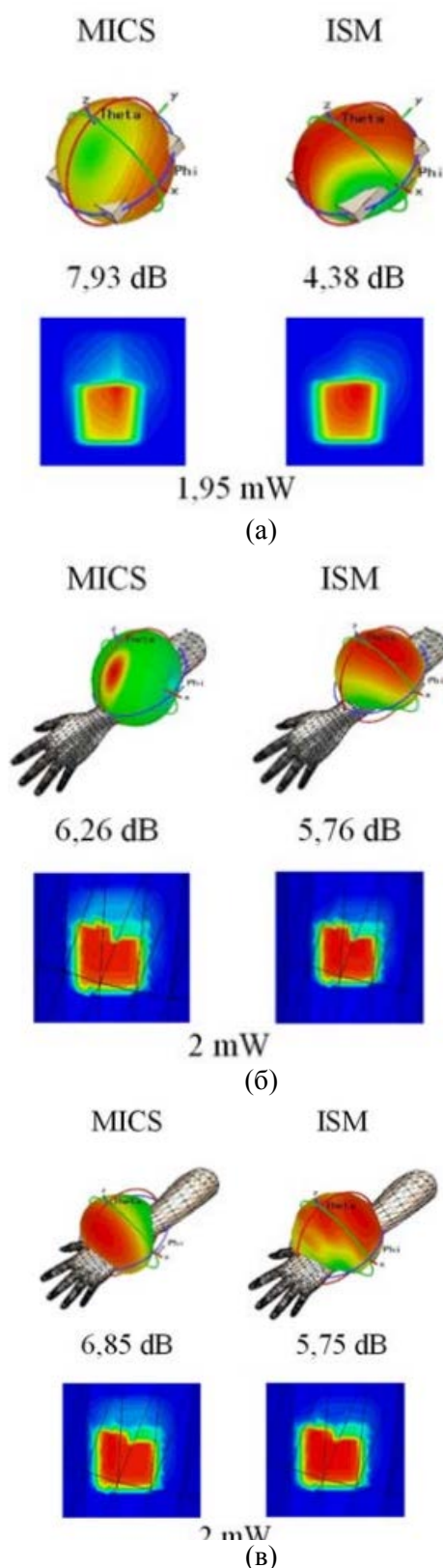


Рис. 8. Моделирование кожной ткани для проектирования антенного имплантата диапазона MICS/ISM: направленность и результаты удельной скорости поглощения для (а) участка кожи, (б) части руки и (в) всей руки

По данным Федеральной комиссии по связи, для предотвращения возможного повреждения тканей удельный коэффициент поглощения должен быть равен или меньше 1,6 Вт/кг мощности на 1 грамм ткани. При подаче на антенну мощности 1 Вт значения удельной скорости поглощения составляют 770 Вт/кг для диапазона MICS и 720 Вт/кг для диапазона ISM. В этом контексте, подача максимальной мощности 2 мВт на вход антенны будет достаточной для поддержания уровня удельной скорости поглощения на желаемом уровне.

Заключение

В данном исследовании оцениваются моделирование и измерения систем связи имплантатов и антенных структур имплантатов. Предложенная двухдиапазонная антенна очень хорошо подходит для двухдиапазонных имплантационных коммуникационных приложений благодаря своим 77% (337-762 МГц) и 15% (2,26-2,63 ГГц) полосам пропускания, миниатюрным размерам и низким значениям удельной скорости поглощения.

Литература

1. Implantable medical devices: A review of national and international guidelines / S. M. Seo, S. G. Lee, B. Lee, X. Li, H. Ryu, C. J. Heo, ... M. Kim // *Microelectronic Engineering*. 2019. № 217. P. 111005.
2. Имплантируемые микрополосковые антенны для медицинских приложений / Р. Р. Ализаде, Н. Д. Демидова, С. И. Павлов, М. А. Исаев, И. А. Каляев // *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. 2017. № 60(7). С. 41-48.
3. Гаджиев Г. И., Яганова Н. И., Кабанов А. И. Многофункциональная имплантируемая платформа для управления и мониторинга беспроводной передачи медицинских данных // *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. 2019. № 62(2). С. 66-72.
4. Исследование ультраминиатюрной микрополосковой антенны для медицинских имплантатов / В. Я. Коснер, С. П. Зайцев, С. И. Павлов, М. А. Исаев, А. В. Калинин // *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. 2019. № 62(2). С. 76-82.
5. Scuffham P. A., Smith M., Legood R. Implantable medical devices: assessing the value to patients // *International Journal of Technology Assessment in Health Care*. 2014. № 30(5). С. 539-544.
6. Verma A., Subasinghe W., Poddar R. Implantable medical devices: a review of history, types, and complications // *Medical Devices: Evidence and Research*. 2018. № 11. С 29.

Информация об авторах

Егорова Евгения Дмитриевна – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: evgenia_egorova23@mail.ru

Журавлёв Дмитрий Владимирович – канд. техн. наук, доцент кафедры радиоэлектронных устройств и систем, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: ddom1@yandex.ru

**MICROSTRIP IMPLANTATION ANTENNA RANGE MICS/ISM FOR MEDICAL
AND PLATINUM COMMUNICATIONS SYSTEMS**

E.D. Egorova, D.V. Zhuravlev

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the article considers the study of a microstrip implantation antenna of MICS/ISM range, designed for use in communication systems of medical implants. Its advantages lie in the ability to transmit data over long distances with minimal signal loss, providing high-quality communication between devices inside the body. The antenna was designed to operate inside the human body, where there is a lot of interference caused by tissues and fluids. The MICS/ISM band provides a high degree of immunity to external interference and ensures reliable communications between the implants and external devices. Within the study, general evaluations are made of the operating bands allocated for medical applications, the radiation geometry of the implant antennas, and the limits on the specific absorption rate. The results of experimental studies performed on phantoms simulating the human body are also presented. Due to its compact size and low mass, the antenna can be used in a wide range of medical implants, including pacemakers, sensors and other devices. Thus, the developed MICS/ISM band microstrip implantation antenna represents a promising solution for reliable medical implant communication systems capable of high data transmission efficiency

Key words: medical implant, microstrip implantable antenna, directional pattern, MICS-band, ISM-band

References

1. Seo S.M., Lee S.G., Lee B., Li X., Ryu H., Heo, C.J., ... Kim M. "Implantable medical devices: A review of national and international guidelines. *Microelectronic Engineering*", 2019, no. 217, p. 111005.
2. Alizade R.R., Demidova N.D., Pavlov S.I., Isaev M.A., Kalyaev I.A. "Implantable microstrip antennas for medical applications", *The Gerald of higher educational institutions. Radioelectronics (Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Radioelektronika)*, 2017, no. 60(7), pp. 41-48.
3. Gadzhiev G.I., Yaganova N.I., Kabanov A.I. "Multifunctional implantable platform for wireless medical data transmission management and monitoring", *The Gerald of higher educational institutions. Radioelectronics (Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Radioelektronika)*, 2019, no. 62(2), pp. 66-72.
4. Kosner V.Ya., Zaitsev S.P., Pavlov S.I., Isaev M.A., Kalinkin A.V. "Study of ultra-compact microstrip antenna for medical implants", *The Gerald of higher educational institutions. Radioelectronics (Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Radioelektronika)*, 2019, no 62(2), pp. 76-82.
5. Scuffham P.A., Smith M., Legood R. "Implantable medical devices: assessing the value to patients. *International Journal of Technology Assessment in Health Care*", 2014, no. 30(5), pp. 539-544.
6. Verma A., Subasinghe W., Poddar R. "Implantable medical devices: a review of history, types, and complications", *Medical Devices: Evidence and Research*, 2018, no. 11, p. 29.

Submitted 01.07.2023; revised 02.10.2023

Information about authors

Evgeniya D. Egorova – Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel. +7 (473)243-77-29, e-mail: evgenia_egorova23@mail.ru

Dmitriy V. Zhuravlev – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor of the Department of Radioelectronic Devices and Systems, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel. +7 (473)243-77-29, e-mail: ddom1@yandex.ru

РАЗРАБОТКА ДВУХДИАПАЗОННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО ДЕЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ УИЛКИНСОНА

И.А. Черноиваненко¹, Е.А. Ищенко¹, А.В. Останков¹, С.М. Фёдоров^{1,2}¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия²Международный институт компьютерных технологий, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается усовершенствованная конструкция делителя мощности Уилкинсона для уменьшения его размеров. Данное устройство рассчитано для работы на двух рабочих диапазонах частот с центральными частотами 2,4 ГГц и 5,8 ГГц, соответственно. Моделирование выполнялось на основе использования программного продукта CST Studio Suite 2023. Делитель мощности разработан и смоделирован на подложке Rogers RT5880, которая имеет диэлектрическую проницаемость $\epsilon_r = 2,2$, тангенс угла потерь $\tan \delta = 0,0009$ и толщину $h = 1,57$ мм. Разработанное устройство имеет один вход и два выхода. Полученные результаты моделирования показывают, что делитель мощности обеспечивает равное разделение мощности на обоих выходах конструкции. На основании произведенного имитационного моделирования было получено, что устройство имеет коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) на двух центральных частотах 1,56 и 1,27, соответственно. Графики возвратных потерь показали, что разработанный делитель мощности Уилкинсона имеет два рабочих диапазона частот 1,1-3,2 ГГц и 4,8-6,5 ГГц по уровню -10 дБ. Данные частотные диапазоны указывают на широкополосность устройства. Смоделированные графики потерь мощности свидетельствуют об ослаблении 0,2 дБ на частоте 2,4 ГГц и 0,6 дБ для частоты 5,8 ГГц. Произведенный расчет токов при заданной мощности показал, что спроектированные микрополосковые линии выдержат нагрузку в 1 кВт

Ключевые слова: делитель мощности, линия передачи, S-параметры, микрополосковые линии

Введение

Делители мощности нашли свое применение во многих микроволновых системах (например, усилители мощности, мощные передатчики, сети питания антенных решеток) [1]. Делитель мощности Уилкинсона является одним из наиболее востребованных делителей. Это объясняется его высокой изоляцией между выходными портами, довольно низкими потерями и простотой изготовления. Основной функцией делителя данного типа является распределение мощности в микроволновых устройствах. В большинстве случаев делитель мощности Уилкинсона изготавливается с четвертьволновыми линиями передачи для обеспечения согласования выходных портов с входным портом. Однако из-за применения четвертьволновых линий передачи они имеют большой размер, в особенности на более низких частотах и с узким рабочим диапазоном частот [2].

Согласно работе [3], широкополосный делитель мощности может быть выполнен на основе технологии многослойных печатных плат или использования многосекционных согласующих сетей на двух выходах. Существенным

недостатком данных методов является их увеличенные размеры, а также вносимые потери системы, и, тем самым, для изоляции выходных портов им потребуется большее количество резисторов. Для достижения компактности пассивных компонентов необходимо изготавливать четвертьволновые линии делителя минимального размера.

В ряде исследований были предприняты попытки усовершенствовать обычные делители мощности Уилкинсона [4-5]. В статье [6] дается описание работы двухсекционного трансформатора для использования на двух произвольных частотах f_1 и f_2 . А в работе [7] был предложен делитель мощности Уилкинсона, работающий на любых двух произвольных частотных диапазонах f_1 и mf_1 (где m – отношение частот), в котором каждая ветвь длиной в четверть волны ($\lambda/4$) типового делителя мощности Уилкинсона заменена двумя участками линии передачи.

В данной статье предлагается конфигурация для двухдиапазонного делителя мощности Уилкинсона 2:1 на двух центральных частотах 2,4 ГГц и 5,8 ГГц.

Конструкция классического делителя мощности Уилкинсона

Классический вариант делителя мощности Уилкинсона показан на рис. 1. По рисунку видно, что изначально разрабатывался делитель мощности с одним входом и двумя выходами.

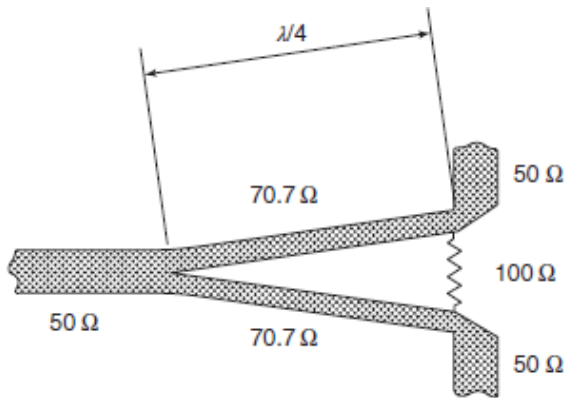


Рис. 1. Изображение делителя мощности Уилкинсона 2:1 в классическом представлении

Сопротивление на входах/выходах делителя должно быть 50 Ом, а сопротивление трансформатора равно 70,7 Ом. Значение 70,7 Ом вытекает из следующего выражения

$$Z_{\text{транс}} = \sqrt{2} \cdot Z_0 = \sqrt{2} \cdot 50 = 70,7 \text{ Ом.} \quad (1)$$

Длина трансформатора с сопротивлением 70,7 Ом равна четверти волны ($\lambda/4$).

При этом между двумя крайними микрополосковыми линиями возникает сопротивление, равное 100 Ом.

Модель предлагаемого устройства

В процессе исследования было разработано устройство, которое выполнялось на основе диэлектрика Rogers RT5880 с параметрами $\epsilon_r = 2,2$, $\text{tg } \delta = 0,0009$, $h = 1,57$ мм. Этот диэлектрик является композитным материалом с наполнителем из ПТФЭ. Использование данного материала улучшает технические характеристики устройства за счет снижения плотности, веса и параметров материала. Материал металлизации изготовлен из чистой меди. Вид делителя мощности Уилкинсона приводится на рис. 2.

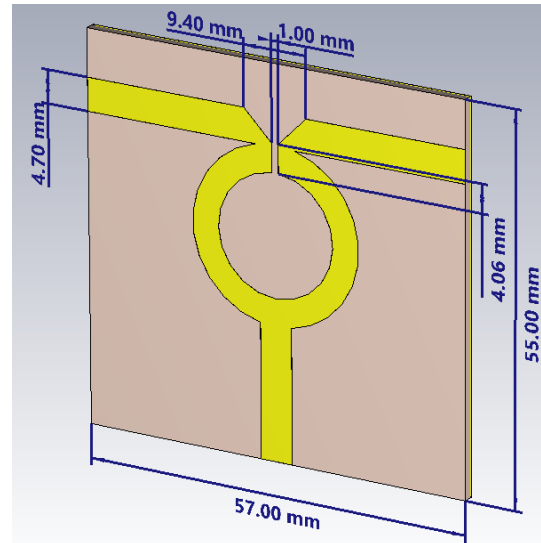


Рис. 2. Модель делителя мощности Уилкинсона с указанными параметрами

Значения некоторых параметров с описанием каждого из них для предлагаемого делителя представлены в табл. 1.

Таблица 1
Значения параметров устройства

Параметр	Значение (мм)	Описание параметра
W_1	4,7	Ширина левого полоска
W_2	2,8	Ширина нижнего полоска
W_3	4,7	Ширина правого полоска
t	0,018	Толщина металлизации
Radius_outer	12,22	Внешний радиус круглого полоска
Radius_inner	9,6	Внутренний радиус круглого полоска
SubW	55	Ширина подложки
SubL	57	Длина подложки
h	1,57	Толщина подложки
ϵ_r	2,2	Диэлектрическая проницаемость подложки

Наличие выреза на микрополосковой плате объясняется скин-эффектом. Это эффект, при котором амплитуда тока уменьшается по мере проникновения электромагнитных волн внутрь проводника. Тем самым использование данного выреза позволяет добиться лучших показателей устройства и меньших потерь.

Моделирование основных характеристик устройства

Моделирование проводилось в программном продукте CST Studio Suite 2023. На рис. 3 представлен график S_{11} -параметров разработанного устройства.

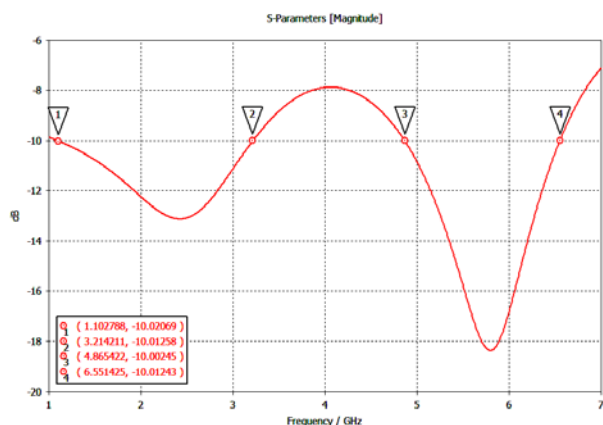


Рис. 3. График возвратных потерь (S_{11})

На основании приведенного графика можно сказать, что делитель мощности имеет два рабочих диапазона частот 1,1-3,2 ГГц и 4,8-6,5 ГГц по уровню -10 дБ, при этом центральные частоты наблюдаются на отметках 2,4 ГГц и 5,8 ГГц, соответственно. Полученные частотные диапазоны свидетельствуют о широкополосности разработанного устройства.

Значения коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) показаны на рис. 4.

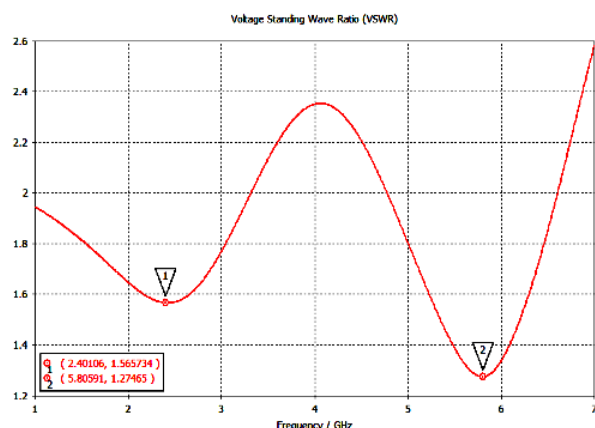


Рис. 4. График КСВН

По рис. 4. видно, что получившиеся показатели коэффициента стоячей волны по напряжению на двух центральных частотах составили 1,56 и 1,27, соответственно.

На рис. 5 представлен график S_{12} -параметров делителя мощности Уилкинсона.

В идеальном случае, делитель, имеющий один вход и два выхода, должен показать коэффициент передачи (S_{12}) -3 дБ, так как это значение является эквивалентом 2 раз при переводе из раз в дБ. Для центральной частоты 2,4 ГГц коэффициент передачи составил -3,3 дБ, а на частоте 5,8 ГГц был равен -3,6 дБ, следовательно, потери мощности составили 0,3 и 0,6 дБ, соответственно.

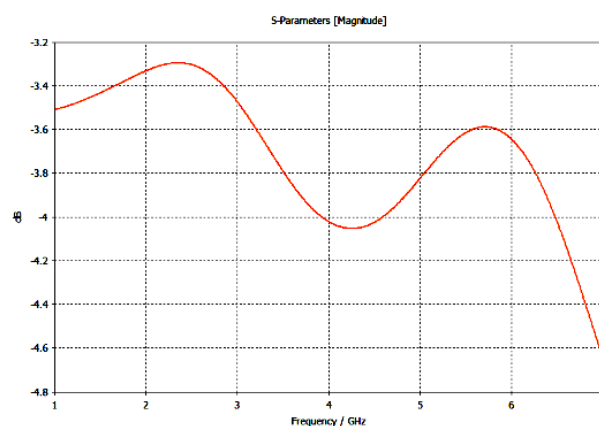


Рис. 5. График коэффициента передачи (S_{12})

График коэффициента передачи между входным портом 1 и выходным портом 3 (S_{13}) представлен на рис. 6.

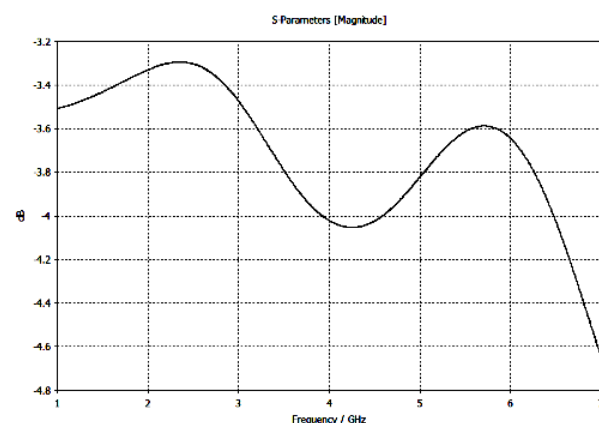


Рис. 6. График коэффициента передачи (S_{13})

По рис. 6. видно, что график коэффициента передачи для портов 1 и 3 оказался аналогичным графику коэффициента передачи для портов 1 и 2. Это свидетельствует о равномерности распределения мощности на обоих выходных портах устройства.

Анализ токов и допустимой мощности

Для проведения расчетов токов при заданной мощности и определения минимальных

размеров микрополосковых линий использовалось выражение (2).

$$P = I^2 \cdot R. \quad (2)$$

Для линий с сопротивлением 50 Ом высокочастотный ток будет равен

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{1000}{50}} \approx 4,47 \text{ А.} \quad (3)$$

При этом для 70,7 Ом

$$I = \sqrt{\frac{1000}{70,7}} \approx 3,76 \text{ А.} \quad (4)$$

Для расчетов минимальных размеров микрополосковых линий использовались выражения (5-6).

$$S = \left(\frac{I}{k \cdot \Delta t^b} \right)^{\frac{1}{c}}, \quad (5)$$

где S – площадь сечения микрополосковой линии, в мил²;

Δt – изменение температуры, в градусах;

k, b, c – постоянные, для внешних слоев равные: $k = 0,048$; $b = 0,44$; $c = 0,725$.

$$w = \frac{S}{t}, \quad (6)$$

где w – ширина микрополосковой линии, в мм;

t – толщина микрополосковой линии, в мм.

Для линий с сопротивлением 50 Ом

$$S = \left(\frac{4,47}{0,048 \cdot 20^{0,44}} \right)^{\frac{1}{0,725}} \approx 84,4 \text{ мил}^2 \approx 0,0542 \text{ мм}^2 \quad (7)$$

$$w = \frac{0,0542}{0,018} = 3,011 \text{ мм.} \quad (8)$$

Аналогично, для 70,7 Ом

$$S = \left(\frac{3,76}{0,048 \cdot 20^{0,44}} \right)^{\frac{1}{0,725}} \approx 66,5 \text{ мил}^2 \approx 0,0429 \text{ мм}^2 \quad (9)$$

$$w = \frac{0,0429}{0,018} = 2,383 \text{ мм.} \quad (10)$$

По результатам вычислений видно, что спроектированные микрополосковые линии выдержат нагрузку в 1 кВт.

Заключение

Представленная в статье конфигурация двухчастотного делителя мощности Уилкинсона обеспечивает равномерное распределение мощности на обоих выходах конструкции. Приведенные в работе графики свидетельствуют о хороших показателях разработанного устройства. Делитель спроектирован и смоделирован на подложке Rogers RT5880.

Разработанный делитель мощности может применяться в различных СВЧ-устройствах, например, в мощных приемниках, передатчиках, фазовращателях, аттенуаторах и усилителях мощности.

Литература

1. Pozar D.M. Microwave Engineering // 3rd edition, John Wiley & Sons. 2005.
2. Wang J.Ni., Guo Y.X., Fang D. Miniaturized microstrip Wilkinson power divider with harmonic suppression // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2009. PP. 440-442.
3. Yang J., Gu C., Wu W. Design of novel compact coupled microstrip power divider with harmonic suppression // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2008. PP. 572-574.
4. Sedighy S.H., Khalaj-Amirhosseini M. Compact Wilkinson power divider using stepped impedance transmission lines // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2011. Vol. 25. No. 13. PP. 1773-1782.
5. Deng P.H., Guo J.H., Kuo W.C. New Wilkinson power dividers based on compact stepped-impedance transmission lines and shunt open stubs // Progress In Electromagnetics Research. 2012. Vol. 123. PP. 407-426.
6. Monzon C. A small dual-frequency transformer in two sections // IEEE Trans. Microwave and Theory Tech. 2003. Vol. 51. No. 4. PP. 1157-1161.
7. Lei W., Sun Z., Yilmaz H., Berroth M. A dualfrequency Wilkinson power divider // IEEE Trans. Microwave and Theory Tech. 2006. Vol. 54. No. 14. PP. 278-284.

Поступила 01.07.2023; принята к публикации 02.10.2023

Информация об авторах

Черноиваненко Игорь Александрович – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: chernoivanenko2000@mail.ru

Ищенко Евгений Алексеевич – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: kursk1998@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5270-0792>

Останков Александр Витальевич – д-р техн. наук, доцент, заведующий кафедрой радиотехники, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: avostankov@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2039-4081>

Фёдоров Сергей Михайлович – канд. техн. наук, доцент кафедры радиоэлектронных устройств и систем, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84); доцент кафедры информационной безопасности и систем связи, Международный институт компьютерных технологий (394026, Россия, г. Воронеж, ул. Солнечная, д. 29 б), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

DEVELOPMENT OF THE WILKINSON BROADBAND POWER DIVIDER

I.A. Chernoiivanenko¹, E.A. Ishchenko¹, A.V. Ostankov¹, S.M. Fedorov^{1,2}

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²International Institute of Computer Technologies, Voronezh, Russia

Abstract: the article discusses an improved design of the Wilkinson power divider to reduce its size. This device is designed to operate on two operating frequency ranges with central frequencies of 2.4 GHz and 5.8 GHz, respectively. The simulation was performed based on the use of the CST Studio Suite 2023 software product. The power divider is designed and modeled on a Rogers RT5880 substrate, which has a dielectric constant of $\epsilon_r = 2.2$, a tangent of the loss angle of $\tan \delta = 0.0009$ and a thickness of $h = 1.57$. The developed device has one input and two outputs. The obtained simulation results show that the power divider provides equal power separation at both outputs of the structure. Based on the simulation simulation, it was obtained that the device has a voltage standing wave ratio (VSWR) at two central frequencies of 1.56 and 1.27, respectively. Return loss graphs showed that the developed Wilkinson power divider has two operating frequency ranges of 1.1-3.2 GHz and 4.8-6.5 GHz at a level of -10 dB. These frequency ranges indicate the broadband of the device. The simulated power loss graphs indicate an attenuation of 0.2 dB at 2.4 GHz and 0.6 dB at 5.8 GHz. The calculation of currents at a given power showed that the designed microstrip lines will withstand a load of 1 kW

Key words: power divider, transmission line, S-parameters, microstrip lines

References

1. Pozar D.M. "Microwave Engineering", 3rd edition, John Wiley & Sons, 2005.
2. Wang J. Ni., Guo Y.X., Fang D. "Miniaturized microstrip Wilkinson power divider with harmonic suppression", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2009, pp. 440-442.
3. Yang J., Gu C., Wu W. "Design of novel compact coupled microstrip power divider with harmonic suppression", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2008, pp. 572-574.
4. Sedighy S.H., Khalaj-Amirhosseini M. "Compact Wilkinson power divider using stepped impedance transmission lines", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2011, vol. 25, no. 13, pp. 1773-1782.
5. Deng P.H., Guo J.H., Kuo W.C. "New Wilkinson power dividers based on compact stepped-impedance transmission lines and shunt open stubs", *Progress In Electromagnetics Research*, 2012, vol. 123, pp. 407-426.
6. Monzon C. "A small dual-frequency transformer in two sections", *IEEE Trans. Microwave and Theory Tech.*, 2003, vol. 51, no. 4, pp. 1157-1161.
7. Lei W., Sun Z., Yilmaz H., Bertho M. "A dualfrequency Wilkinson power divider", *IEEE Trans. Microwave and Theory Tech.*, 2006, vol. 54, no. 14, pp. 278-284.

Submitted 01.07.2023; revised 02.10.2023

Information about the authors

Igor A. Chernoiivanenko – Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel. +7 (473)243-77-29, e-mail: chernoivanenko2000@mail.ru

Evgeny A. Ishchenko, post-graduate student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel. +7 (473)243-77-29, e-mail: kursk1998@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5270-0792>

Aleksandr V. Ostankov – Dr. Sc. (Technical), Associate Professor, Head of the Department of Radio Engineering, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel. +7 (473)243-77-29, e-mail: avostankov@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2039-4081>

Sergei M. Fedorov – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), International Institute of Computer Technologies (29 b Solnechnaya str., Voronezh 394026, Russia), tel. +7 (473)243-77-29, e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

МЕТОДИКА ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ ДЛЯ СИСТЕМЫ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

А.В. Башкиров, М.В. Хорошайлова, А.С. Демихова

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: были проанализированы топологические структуры систем сетевого кодирования и мониторинга беспилотных летательных аппаратов, чтобы обеспечить эффективный обмен данными для групп беспилотных летательных аппаратов. Топологические структуры систем сетевого кодирования и мониторинга беспилотных летательных аппаратов похожи друг на друга, если рассматривать множество беспилотных летательных аппаратов, множество микроспутников и центр командования и управления в качестве источника, ретранслятора и пункта назначения соответственно. Однако производительность комплексного сетевого кодирования с вероятностью символической ошибки является низкой из-за многопользовательских помех и многолучевого затухания в каналах. Чтобы улучшить показатели качества и надежности, здесь представлена улучшенная схема передачи данных комплексного сетевого кодирования на основе предварительного кодирования для повышения надежности работы множества беспилотных летательных аппаратов. Помимо теоретического анализа системы, проверено несколько параметров с помощью имитационных экспериментов, включая различные топологические структуры, количество исходных узлов и ретрансляционных узлов, схемы кодирования и предварительного кодирования. Моделирование показывает, что предложенная схема передачи обеспечивает надежность, превосходящую надежность обычной схемы комплексного сетевого кодирования для различных топологических структур, включая структуры с регулярной и нерегулярной топологией, и различных схем канального кодирования

Ключевые слова: передача информации, беспилотные летательные аппараты, коды с низкой плотностью проверки четности (LDPC), предварительное кодирование, комплексное сетевое кодирование

Благодарности: работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания (проект № FZGM-2023-0011)

Введение

С быстрым развитием информационных технологий из различных систем мониторинга постоянно генерируются огромные объемы данных. Для систем взаимодействия беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) новые датчики, такие как радар аэрофотосъемки, будут генерировать массив мультимедийной информации, что требует более высокой пропускной способности. Создание способа извлечения важной информации из данных от нескольких источников имеет большое значение для передачи данных группами беспилотных летательных аппаратов, особенно для оборудования удаленной связи.

Модель системы связи с беспилотным летательным аппаратом

Множество беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) на основе ретрансляторов могут еще больше увеличить дальность мони-

торинга для выполнения более сложных задач. Большое значение имеет определение того, как восстановить более ценную информацию из нескольких источников данных. Учитывая, что огромные объемы данных из нескольких источников от множества БПЛА требуют более высокой пропускной способности систем передачи, для совместной системы беспилотных летательных аппаратов выбрано комплексное сетевое кодирование (КСК).

Топологические структуры систем сетевого кодирования и мониторинга беспилотных летательных аппаратов похожи друг на друга, если рассматривать множество беспилотных летательных аппаратов, множество микроспутников и центр командования и управления в качестве источника, ретранслятора и пункта назначения соответственно. Таким образом, структура сетевого кодирования может быть применена к совместным системам беспилотных летательных аппаратов [1,2].

Принцип передачи обычных схем, схем кодирования сети полей Галуа (КСПГ) показан на рис. 1.

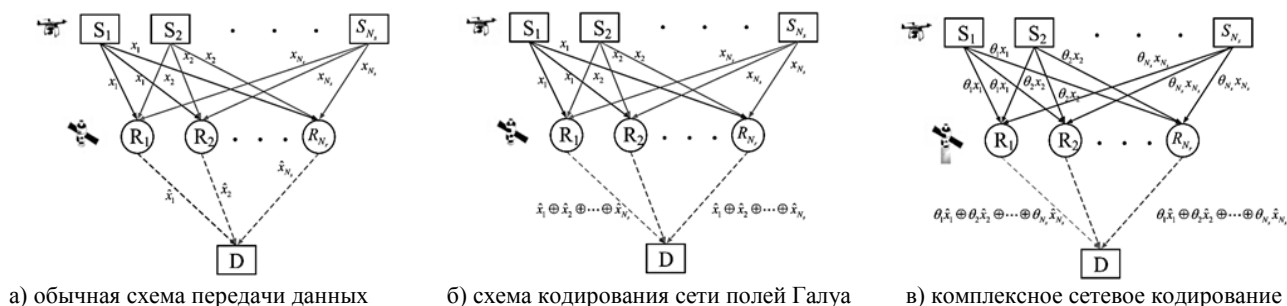


Рис. 1. Принципы передачи сетевых схем кодирования

Обычные ретрансляторы передают информацию по ортогональным каналам, чтобы избежать помех, которые занимают $N_s(N_r + 1)$ временных интервалов. КСПГ реализует операции на уровне битов, которые могут в некоторой степени повысить производительность пропускной способности (рис. 1, б). В отличие от обычной схемы передачи (рис. 1, а), ретранслятор R_1 пересылает кодированный полем Галуа символ адресату при использовании канала $(N_s + 1)$ и ретранслятор R_{N_r} также пересылает кодированный полем Галуа символ адресату при использовании канала $(N_s + N_r)$. Следовательно, пропускная способность системы КСПГ составляет $1/(N_s + N_r)$ символ на источник в расчете на использование канала (сим/И/ИК). Однако на показатели пропускной способности для КСПГ влияет количество узлов-источников и узлов-ретрансляторов (показаны S и R на рис. 1 соответственно, D – узел-получатель). Преимущество в пропускной способности уменьшается с увеличением числа исходных и ретрансляционных узлов.

Чтобы решить проблемы с пропускной способностью и еще больше сократить временные интервалы передачи, к совместной системе беспилотных летательных аппаратов применяется комплексное сетевое кодирование (КСК), показанное на рис. 1, в. Информация от исходного БПЛА умножается на коэффициент кодирования θ , следовательно, микроспутниковые ретрансляторы $R_1, R_2, \dots, R_{N_r}$ принимают информационные символы $\theta_1 x_1, \theta_2 x_2, \dots, \theta_{N_s} x_{N_s}$ синхронно от $S_1, S_2, \dots, S_{N_s}$ в используемом канале 1 (ИК1). После обнаружения максимального правдоподобия (МП), предполагаемое значение $\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_{N_s}$ передаются как $\theta_1 \hat{x}_1, \theta_2 \hat{x}_2, \dots, \theta_{N_s} \hat{x}_{N_s}$ до пункта назначения в используемом канале 2 (ИК2). Следовательно, количество исходных узлов и узлов ретрансляции не повлияет на производитель-

ность комплексного сетевого кодирования, которая составляет $1/2$ сим/И/ИК. Выражаем структуру совместной системы беспилотных летательных аппаратов как $N_s - N_r - 1$, которая значит, что номера исходных узлов, узлов ретрансляции и узла назначения равны N_s, N_r и 1, соответственно. Исключительное преимущество схемы передачи данных комплексного сетевого кодирования заключается в том, что любая проблема для определенного БПЛА или микроспутника не повлияет на данные с других узлов.

Количество используемых каналов и производительность пропускной способности для комплексного сетевого кодирования, кодирования сети полей Галуа и обычной схемы приведены в табл. 1. Кроме того, КСК выполняет операции на уровне символов, что проще для выполнения требований системной синхронизации по сравнению с операциями на уровне битов в других схемах сетевого кодирования.

Таблица 1

Производительность в режиме реального времени для различных схем кодирования

Схема сетевого кодирования	Количество занятых каналов	Пропускная способность (символ/источник/канал)
Обычная	$N_s(N_r + 1)$	$1/(N_s(N_r + 1))$
КСПГ	$(N_s + N_r)$	$1/(N_s + N_r)$
КСК	2	$1/2$

По сравнению с другими схемами, КСК использует наименьшее количество каналов и обеспечивает более высокую пропускную способность. Однако показатели надежности КСК являются низкими из-за замираний канала и многопользовательских помех. Поэтому разработана схема передачи, состоящая из технологии предварительного кодирования и комплексного сетевого кодирования. Схема сис-

темы передачи информации представлена на рис. 2.

В первом временном интервале исходная информация кодируется кодом LDPC и модулируется двоичной фазовой манипуляцией (BPSK). Затем данные обрабатываются с помощью матрицы предварительного кодирования. Матрица предварительного кодирования используется в зависимости от условий канала между группой беспилотных летательных аппаратов и группой микроспутников. Наконец, данные умножаются на коэффициент сетевого кодирования θ и передаются на микроспутниковые ретрансляторы. Во втором временном интервале информация обрабатывается детек-

тором максимального правдоподобия (МП). Затем каждый микроспутниковый ретранслятор обрабатывает данные с помощью матрицы предварительного кодирования после обнаружения максимального правдоподобия. Матрица предварительного кодирования основана на состоянии канала между микроспутником и центром управления. Обнаружение МЛ с помощью микроспутника повышает надежность. В результате технология предварительного кодирования обеспечивает большую надежность системы комплексного сетевого кодирования схемы в процессе передачи сигнала на большие расстояния.

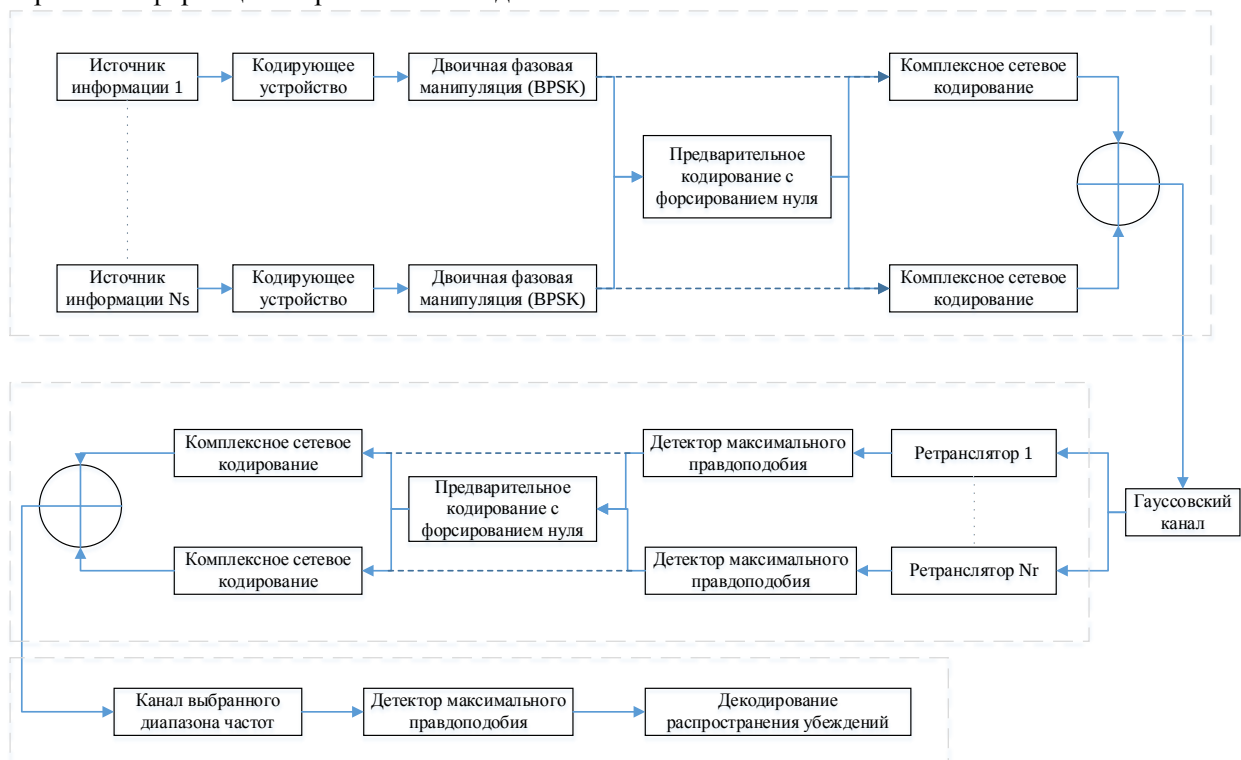


Рис. 2. Схема передачи информации для общей системы беспилотных летательных аппаратов

Комплексное сетевое кодирование данных с использованием предварительного кодирования

В обычных системах ретрансляции БПЛА через спутник каждый исходный БПЛА использует определенный временной интервал для передачи данных, и каждый спутник-ретранслятор также использует определенный временной интервал для передачи данных. Кроме того, по мере увеличения числа узлов-источников и ретрансляторов требуется больше временных интервалов, что приводит к снижению производительности в режиме реального времени. КСК, которое применяется к

проводной сетевой системе, вводится в систему беспроводной связи для повышения производительности пропускной способности и может значительно сократить количество временных интервалов и повысить пропускную способность совместной системы беспилотных летательных аппаратов. Технология предварительного кодирования позволяет устранить межпользовательские помехи и повысить адаптивность канала к схеме передачи КСК.

Для систем взаимодействия беспилотных летательных аппаратов с фиксированным числом исходных и ретрансляционных узлов каналы связи между различными типами узлов являются наиболее важным фактором, влияю-

щим на показатели надежности. Регулярная топологическая структура систем взаимодействия беспилотных летательных аппаратов изображена на рис. 1. Регулярная структура топологии указывает на наличие прямого канала связи между всеми различными типами узлов. В частности, каждый БПЛА связан со всеми микроспутниками. Кроме того, из-за большого расстояния и наличия препятствий между группой дронов и центром командования и управления не существует прямых каналов связи. Аналогичным образом, из-за высокой мобильности и наличия препятствий беспилотный летательный аппарат-источник не может поддерживать прямые каналы связи с микроспутниковыми ретрансляторами. Поэтому, в дополнение к регулярной структуре топологии, необходимо учитывать влияние нерегулярной структуры топологии.

Структура топологии совместной системы беспилотных летательных аппаратов аналогична графу Таннера LDPC кода. Следовательно, можем выразить различную топологическую структуру разными матрицами. Микроспутниковые ретрансляторы находятся не только в стабильном положении, но и в больших диапазонах излучения. На прямые каналы связи между микроспутниками и центром управления не влияют препятствия, поэтому можно предположить, что каждый микроспутник будет напрямую связан с центром управления. Однако прямые каналы связи между множеством беспилотных летательных аппаратов и группой микроспутников, скорее всего, будут недоступны из-за высокой мобильности и небольших размеров беспилотных летательных аппаратов. Следовательно, можем определить границы соединения между группой беспилотных летательных аппаратов и группой микроспутников матрицей M [3-5].

В матрице M значение m_{ij} выражает элемент в столбце j строки i . Строки и столбцы матрицы M указывают на беспилотные летательные аппараты-источники и микроспутники-ретрансляторы соответственно. Когда значение m_{ij} равно 1, это означает, что существует прямая линия связи между исходным беспилотным летательным аппаратом S_i и ретрансляционным микроспутником R_j . Напротив, когда значение m_{ij} равно 0, это означает, что прямая линия связи не может существовать между исходным беспилотным летательным аппаратом S_i и ретрансляционным микроспут-

ником R_j . Другими словами, S_i в этом случае не может передавать информацию R_j .

Как отмечалось выше, считаем, что беспилотные летательные аппараты не могут передавать информацию в центр командования и управления напрямую, а на прямые каналы связи между микроспутниками и центром командования и управления не влияют препятствия. Чтобы сделать исследование более универсальным, проверяем влияние регулярной и нерегулярной топологической структуры на показатели надежности, соответственно.

Как показано на рис. 2, исходная информация от источника 1 к источнику N_s выражается как $[k_1, k_2, \dots, k_{N_s}]$, берем k_1 данные из источника 1 в качестве примера. Информация, закодированная LDPC, может быть выражена следующим образом

$$m_1 = k_1 G, \quad (1)$$

где G - сгенерированная матрица LDPC кода. Матрица генератора G и матрица проверки четности H удовлетворяют (2)

$$GH^T = 0. \quad (2)$$

После модуляции BPSK получаем значение x , которое представляет вектор символов, полученный путем сопоставления совокупности битовых последовательностей. Как показано на рис. 2, предварительное кодирование добавляется к исходной системе КСК между модуляцией и кодированием сети. Хотя КСК повышает пропускную способность совместной системы беспилотных летательных аппаратов, надежность неизбежно теряется.

Методика предварительного кодирования вычисляет матрицу предварительного кодирования в соответствии с данными о состоянии канала, что приводит к взаимным помехам между различными каналами, равным нулю. В частности, обработка информации по схеме предварительного кодирования показана на рис. 3.

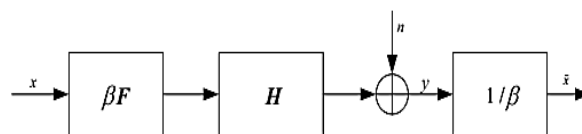


Рис. 3. Обработка информации по схеме предварительного кодирования

На рис. 3 F – матрица предварительного кодирования, а параметр β , который используется для управления средней мощностью посылаемых сигналов, выражает коэффициент регулирования мощности. Передаваемый сигнал s может быть представлен следующим образом:

$$s = \beta F x. \quad (3)$$

Учитывая замирание канала и эффекты аддитивного шума, принимаемый сигнал y может быть выражен следующим образом:

$$y = Hs + n = \beta H F x + n. \quad (4)$$

где H – матрица канала, а n представляет вектор шума в приемнике.

Матрица предварительного кодирования F может быть представлена следующим образом:

$$F = H^H (H H^H)^{-1}. \quad (5)$$

Кроме того, чтобы сделать среднюю мощность передающего сигнала ниже номинальной мощности передачи P_T передатчика, вводится параметр β . Предполагая, что отправляемые данные с разных беспилотных летательных аппаратов независимы друг от друга, средняя энергия отправляемого символа равна 1.

$$E\{s^H s\} = \beta^2 E\{x^H F^H F x\} = \beta^2 \text{tr}\{F F^H\}. \quad (6)$$

Согласно уравнению (6), коэффициент ограничения мощности β получаем

$$\beta = \sqrt{P_t / \text{trace}\{F F^H\}}. \quad (7)$$

Основываясь на (5) и (7), оценочное значение отправляемого символа x после обнаружения в приемнике может быть представлено следующим образом:

$$\tilde{x} = \frac{1}{\beta} y = x + \frac{1}{\beta} n. \quad (8)$$

На традиционную схему передачи комплексного кодирования сети для совместных систем беспилотных летательных аппаратов серьезно влияют затухающие каналы, что приводит к снижению вероятности ошибки сим-

вола (SEP). С одной стороны, матрица коэффициентов канала H приводит к ослаблению мощности сигнала; с другой стороны, H приводит к многопользовательским помехам, что влияет на точный расчет евклидова расстояния для обнаружения. Кроме того, на передачу информации влияют два канала из-за используемых ретрансляторов. Таким образом, матрица коэффициентов канала H является одним из основных факторов, влияющих на показатели надежности. Следовательно, определение того, как устранить неблагоприятное воздействие H , является эффективным способом повышения показателей надежности. Для схемы передачи КСК, основанной на предварительном кодировании, символ, обработанный матрицей предварительного кодирования, полученной в R_j , выражается следующим образом

$$\begin{aligned} y_{SR_j}(t) &= h_{S_1 R_j} f_{S_1 R_j} \theta_1 x_1(t) + \dots \\ &\dots h_{S_{N_s} R_j} \theta_{N_s} x_{N_s}(t) + n_{SR_j}(t) = \\ &= \theta_S^T H_{SR_j} x(t) + n_{SR_j}(t), \end{aligned} \quad (9)$$

где $h_{S_1 R_j}$ – представляет матрицу коэффициентов канала между исходным беспилотным летательным аппаратом S_1 и микроспутниковым ретранслятором R_j . По сравнению с обычной системой КСК, схемы передачи с технологией предварительного кодирования умножают информацию от каждого источника на матрицу предварительного кодирования для оценки влияния затухающих каналов. Кроме того, H_{SR_j} задается следующим образом:

$$H_{SR_j} = \text{diag}(h_{S_1 R_j}, h_{S_2 R_j}, \dots, h_{S_{N_s} R_j}). \quad (10)$$

Значение H_{SR_j} представляет матрицу коэффициентов канала между группой беспилотных летательных аппаратов и группой микроспутников, что означает текущую информацию о состоянии канала. $CN(0, \sigma_{ij}^2)$ описывает гауссово распределение со средним значением 0 и дисперсией σ_{ij}^2 .

Обозначим коэффициент кодирования как θ . Перед первым временным интервалом информация x_i из S_i умножается на θ . θ_S^T может быть представлен как

$$\theta_S^T = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{N_S}]. \quad (11)$$

В отличие от систем MIMO (от англ. Multiple Input Multiple Output) с несколькими антеннами, анализ сети КСК является более сложным из-за возможности появления символов ошибок при ретрансляционном декодировании. Чтобы повысить показатели надежности системы, микроспутниковые ретрансляторы выполняют обнаружение максимального равноподобия на основе полученных данных от беспилотного летательного аппарата. После использования каналов ретрансляции N_r максимальная вероятность обнаружения на ретрансляторе R_j выражается следующим образом:

$$\hat{x}_j(t) = \arg \min_{x(t)} \|y_{SR_j}(t) - \theta_S^T H_{SR_j} F_{SR_j} x(t)\|,$$

где $\hat{x}_j(t)$ является рассчитанным вектором символов, полученным путем определения максимального правдоподобия.

Анализ результатов моделирования

В табл. 1 отмечены пропускные способности обычной схемы, КСПГ и КСК, ниже приведенные показатели надежности проверяются с помощью моделирования Монте-

Карло. Моделирование игнорирует внутриканальные помехи между различными БПЛА. Длина двоичного информационного блока установлена равной 700 битам, а номер блока установлен равным 11 000. Кроме того, символ состоит из каждого бита, находящегося в одной и той же позиции для определенного кадра. Сравниваем схему КСК, основанную на предварительном кодировании, с существующей схемой в [2] и выбираем ту же структуру с нерегулярной топологией, чтобы показать преимущество надежности схемы, основанной на предварительном кодировании.

Чтобы гарантировать надежность работы схемы передачи, комплексное кодирование сети обычно комбинируется с канальным кодированием. Поэтому в предлагаемой системе передачи выбираются три разные схемы кодирования (коды повторного накопления (RA), турбокоды и коды LDPC) для проверки влияния числа узлов источника и ретранслятора. Проверочная матрица LDPC-кода строится с помощью квази-циклического (QC) алгоритма с методом исключения Гаусса.

Установлено 26 итераций, алгоритм максимального правдоподобия выбран в качестве алгоритма обнаружения КСК. Кроме того, для кодированных данных используется BPSK модуляция. Матрица M для структуры с нерегулярной топологией показана на рис. 4.

Структура	6-8-1	6-6-1
M	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$
6-4-1	4-6-1	8-6-1
$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$

Рис. 4. Матрица M для структуры с нерегулярной топологией

На рис. 5 и 6 показаны влияние матрицы предварительного кодирования на регулярную и нерегулярную структуры топологии. Также проверяем влияние количества узлов-источников и узлов-ретрансляторов на вероятность ошибки символа (SEP).

Как видно из рис. 5, показатели вероятности ошибки символа улучшаются по мере уве-

личения количества узлов ретрансляции для нерегулярной структуры топологии, когда количество узлов-источников фиксировано. В таких обстоятельствах увеличение количества ретрансляционных узлов не всегда эффективно повышает вероятность ошибки символа, а это означает, что улучшение вероятности ошибки символа становится неочевидным, когда коли-

чество ретрансляционных узлов превышает 10. Поэтому выбираем схему передачи с количеством узлов ретрансляции меньше 10. Можно сделать вывод, что схема предварительного кодиро-

вания снижает вероятность ошибки символа для нерегулярной структуры топологии, когда количество узлов ретрансляции изменяется.

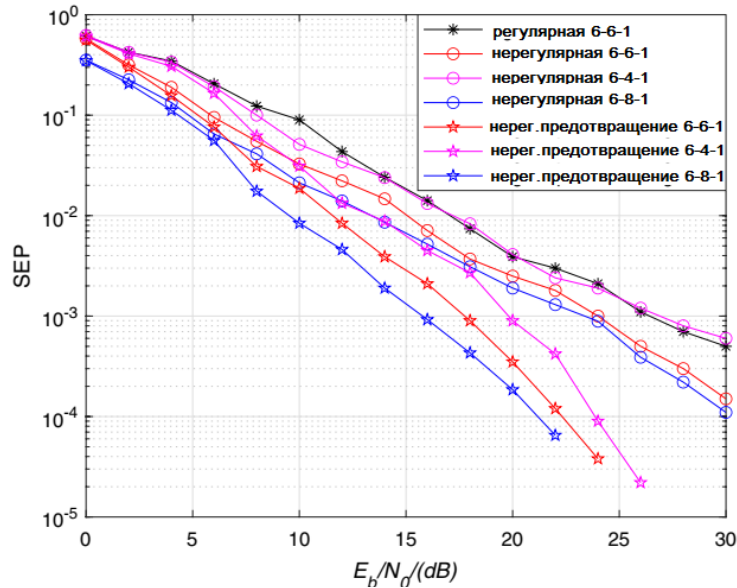


Рис. 5. Вероятность символьной ошибки алгоритмов предварительного кодирования для $6 - N_r - 1$

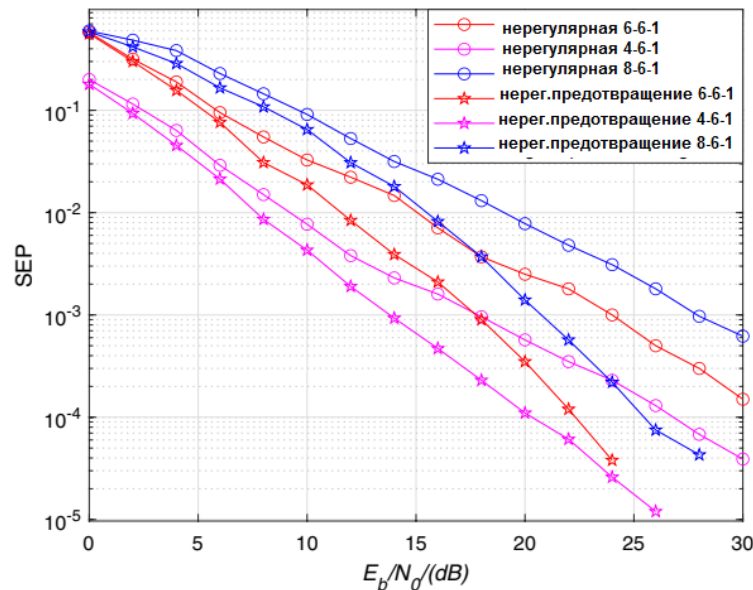


Рис. 6. Вероятность символьной ошибки алгоритмов предварительного кодирования для нерегулярной топологической структуры на основе КСК $N_s - 6 - 1$

Как видно из рис. 6, показатели вероятности ошибки символа ухудшаются по мере увеличения количества исходных узлов для нерегулярной топологической структуры, когда количество ретрансляционных узлов фиксировано. Кроме того, схема предварительного кодирования в некоторой степени повышает надежность схем передачи с различным количеством исход-

ных узлов. Большое количество исходных узлов приводит к большему количеству помех, которые можно устранить с помощью матрицы предварительного кодирования. Следовательно, схема предварительного кодирования лучше работает для систем CFNC с большим количеством исходных узлов. В результате можно сделать вывод, что матрица предварительного ко-

дирования улучшает показатели вероятности ошибки символа для нерегулярной топологической структуры с различным количеством исходных и ретрансляционных узлов.

Как показано на рис. 7 берем LDPC код и схемы модуляции BPSK, а схема предварительного кодирования улучшает характеристики вероятности ошибки символа для различных топологий.

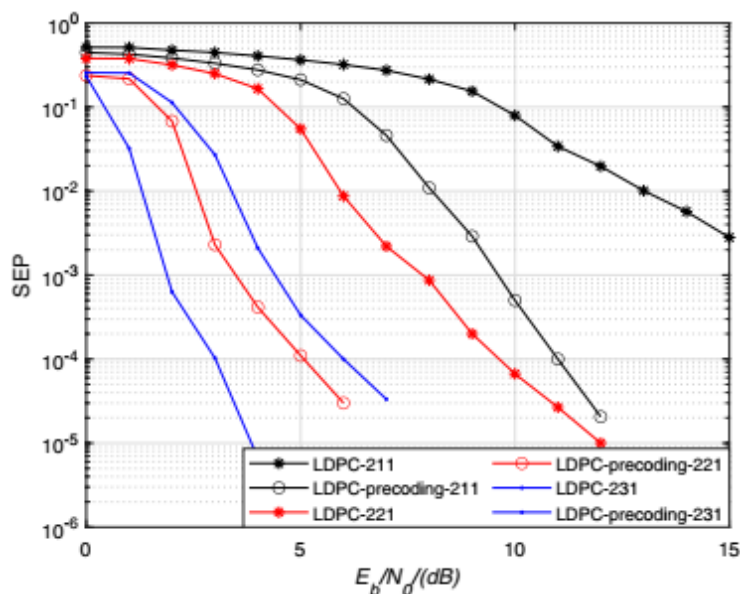


Рис. 7. Вероятность ошибки символа алгоритмов предварительного кодирования для схемы LDPC кодов

Структура [2, 3, 1] со схемой предварительного кодирования дает примерно 3 дБ по сравнению с исходной схемой в районе $SEP=10^{-4}$. Аналогично, структура [2, 2, 1] дает 4,5 дБ в районе $SEP=10^{-4}$, а структура [2, 1, 1] дает 5 дБ, когда $SEP=10^{-2}$.

Заключение

Результаты моделирования показали, что предложенная схема передачи обеспечивает надежность, превосходящую надежность обычной схемы КСК для различных топологических структур, включая структуры с регулярной и нерегулярной топологией, и различных схем канального кодирования. Кроме того, схема передачи, предложенная в этой статье, поддерживает пропускную способность 1/2 символ на источник в расчете на использование канала. Сетевые коммуникации групп беспилотных летательных аппаратов и микроспутников являются важными компонентами связи между устройствами. Схема передачи, предложенная в этой статье, обеспечивает надежное решение для сетевой связи при сохранении высокой пропускной способности. Большее количество исходных узлов приводит к большему количеству помех,

которые можно устранить с помощью матрицы предварительного кодирования. Следовательно, схема предварительного кодирования лучше работает для систем CFNC с большим количеством исходных узлов.

Литература

1. Lin Y., Tu Y., Dou Z. An improved neural network pruning technology for automatic modulation classification in edge devices // IEEE Trans. Veh. Technol. 2020. № 69(5). PP. 5703–5706.
2. Xue R., Han L., Chai H. Complex field network coding for multi-source multi-relay single-destination UAV cooperative surveillance networks // Sensors. 2020. № 20(6), PP. 1542.
3. Хорошайлова М.В. Архитектура для стохастических LDPC-декодеров с использованием эффективной площади кристалла на основе ПЛИС // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2018. Т. 14. № 1. С. 95-100.
4. Разработка QC-LDPC-декодера с высокой пропускной способностью для 5G беспроводной радиосвязи / А.В. Башкиров, М.В. Хорошайлова, П.П. Чураков, Е.В. Турецкая // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 7. С. 14-19.
5. Хорошайлова М.В. Архитектура канального кодирования на основе ПЛИС для 5G беспроводной сети с использованием высокоуровневого синтеза // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2018. Т. 14. № 2. С. 99-105.

Информация об авторах

Башкиров Алексей Викторович – д-р техн. наук, проректор по науке и инновациям, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: fabi7@mail.ru, ORCID: <http://orcid.org/0000-0003-0939-722X>

Хорошайлова Марина Владимировна – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: pmv2205@mail.ru, ORCID: orcid.org/0000-0001-9167-9538

Демикова Алеся Сергеевна – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: kipr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2948-3240>

PRE-CODING METHODOLOGY FOR THE UNMANNED AERIAL VEHICLE SYSTEM

A.V. Bashkirov, M.V. Khoroshailova, A.S. Demikhova

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: in this article, the topological structures of the network coding and monitoring systems of unmanned aerial vehicles were analyzed in order to ensure effective data exchange for groups of unmanned aerial vehicles. The topological structures of the network coding and monitoring systems of unmanned aerial vehicles are similar to each other if we consider a multitude of unmanned aerial vehicles, a multitude of microsatellites and a command and control center as a source, repeater and destination, respectively. However, the performance of complex network coding with the probability of a symbolic error is low due to multi-user interference and multipath attenuation in the channels. In order to improve the quality and reliability indicators, an improved data transmission scheme of complex network coding based on pre-coding is presented here to increase the reliability of the operation of a variety of unmanned aerial vehicles. In addition to the theoretical analysis of the system, several parameters were tested using simulation experiments, including various topological structures, the number of source nodes and relay nodes, coding and pre-coding schemes. Modeling shows that the proposed transmission scheme provides reliability superior to the reliability of a conventional integrated network coding scheme for various topological structures, including structures with regular and irregular topology, and various channel coding schemes

Key words: information transmission, unmanned aerial vehicles codes, low-density parity check (LDPC), pre-coding, complex network coding

Acknowledgments: the work was carried out with financial support from the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation as a part of the government order (project No. FZGM-2023-0011)

References

1. Lin Y., Tu Y., Dou Z. "An improved neural network pruning technology for automatic modulation classification in edge devices", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2020, no. 69(5), pp. 5703–5706.
2. Xue R., Han L., Chai H. "Complex field network coding for multi-source multi-relay single-destination UAV cooperative surveillance networks", *Sensors*, 2020, no. 20(6), pp. 1542.
3. Khoroshailova M.V. "Architecture for stochastic LDPC decoders using the effective crystal area based on FPGA", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2018, vol. 14, no. 1, pp. 95–100.
4. Bashkirov A.V., Khoroshailova M.V., Churakov P.P., Turetskaya E.V. "Development of a QC-LDPC decoder with high bandwidth for 5G wireless radio communication", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2022, vol. 86, no. 7, pp. 14–19.
5. Khoroshaylova M.V. "Architecture of FPGA based channel coding for 5G wireless network using high-level synthesis" ("Arhitektura kanalnogo kodirovaniya na osnove PLIS dlya 5G besprovodnoy seti s ispolzovaniem visocoyrovnevoogo sinteza"), *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2018, vol. 14, no. 2, pp. 99–105.

Submitted 04.09.2023; revised 12.10.2023

Information about the authors

Alexey V. Bashkirov – Dr. Sc. (Technical), Vice-Rector for Science and Innovation, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: fabi7@mail.ru, ORCID: <http://orcid.org/0000-0003-0939-722X>

Marina V. Khoroshaylova – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: pmv2205@mail.ru, ORCID: <http://orcid.org/0000-0001-9167-9538>

Alesya S. Demikhova – Graduate Student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: kipr@vorstu.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2948-3240>

ЦИФРОВОЙ ДЕМОДУЛЯТОР СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ**А.Н. Глушков¹, Ю.В. Литвиненко², Б.Н. Тишуков², Е.В. Черная³****¹Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия****²Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия****³Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт», г. Москва, Россия**

Аннотация: исследуется оптимальный цифровой алгоритм когерентной демодуляции сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией (АФМ или APSK). Демодуляция фазы выполняется на основе фазового детектора сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией, а амплитуды символов определяются по откликам квадратурных каналов обработки сигнала. Проведен анализ алгоритма обработки сигнала с АФМ, рассмотрены временные реализации откликов демодулятора. Определена помехоустойчивость демодуляции для сигналов с двухуровневой АФМ для двух наиболее распространенных вариантов созвездий, оценены вероятности ошибочной демодуляции фазы и амплитуды сигнала, дан сравнительный анализ помехоустойчивости сигналов с различными созвездиями. Рассмотрена помехоустойчивость демодуляции сигналов с амплитудной относительно-фазовой манипуляцией (АОФМ), дан сравнительный анализ потерь в отношении сигнал/шум по сравнению с АФМ для различных вариантов созвездий. Проведено статистическое имитационное моделирование алгоритма демодуляции при воздействии шумовой помехи. Исследовано влияние на помехоустойчивость погрешностей оценки пороговых уровней принимаемых сигналов. Реализация демодулятора ориентирована на программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС)

Ключевые слова: фазовая и амплитудная манипуляция, помехоустойчивость, вероятность ошибки, статистическое имитационное моделирование

Благодарности: работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках научного проекта № FSWF-2023-0012

Введение

Сигналы с амплитудно-фазовой манипуляцией (АФМ или APSK) [1] применяются в системах мобильной радиосвязи [1, 2], цифровом телевидении [3], оптических [4] и спутниковых [5] линиях связи. Они обладают высокой информационной скоростью, но требуют когерентной обработки (фазовой синхронизации демодулятора) и контроля амплитуды принимаемых символов для сравнения ее с заданными порогами.

Для графического представления позиций сигнала с АФМ используют «созвездия» в виде концентрических окружностей, на которых точки в угловых координатах соответствуют начальным фазам символов, а радиус окружности - их амплитуде. Независимая манипуляция амплитуды и фазы, удобная для оптических линий связи, приводит к многолучевым созвездиям (Gray Mapping) [6], однако при этом ухудшается помехоустойчивость приема символов с минимальными амплитудами. С этой точки зрения лучшими свойствами обладают

созвездия, у которых число позиций фаз символов с минимальной амплитудой меньше, чем у других [1].

Исследуемый алгоритм соответствует демодулятору сигнала с АФМ по патенту РФ [7], обработка фаз принимаемого сигнала проводится согласно [8], а амплитуды символов определяются аналогично [9].

Актуальной является задача разработки цифровых алгоритмов и устройств когерентной демодуляции сигналов с АФМ, допускающих простую аппаратную (на базе ПЛИС).

Сигнал с АФМ

Принимаемый сигнал с М-позиционной амплитудно-фазовой манипуляцией (МАФМ) можно представить в виде:

$$s(t) = S_k \cdot \cos(2\pi f_0 t + \psi_k), \quad (1)$$

где k – номер символа, S_k – амплитуда, $f_0 = 1/T_0$ – несущая частота, T_0 – период несущей, ψ_k – начальная фаза, примеры которых при $M = 16$ (16АФМ) показаны на рис. 1, точками отмечены позиции сигнала, в положение принятого элемента отображается вектором с

длиной S и углом наклона ψ , жирными линиями отображаются области принятия решения

по соответствующей позиции.

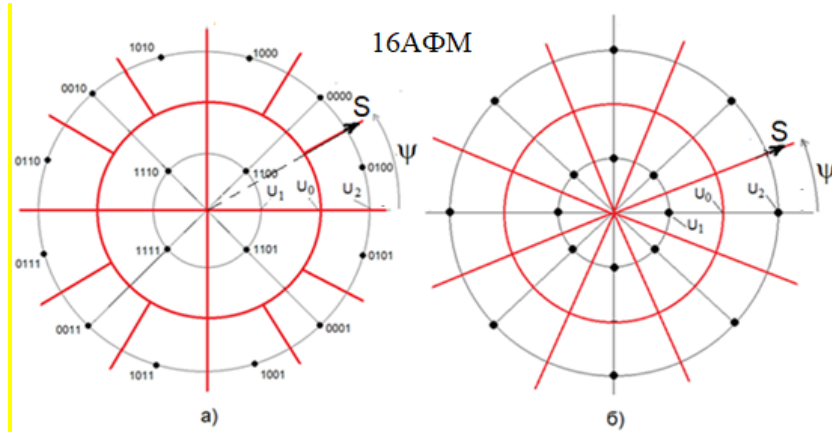


Рис. 1. Созвездия сигнала с АФМ

Структурная схема цифрового демодулятора сигнала с АФМ представлена на рис. 2, а. Входной сигнал (1) дискретизируется аналого-цифровым преобразователем (АЦП) по импульсам от генератора тактовых импульсов (ГТИ). На каждом очередном периоде T_0 формируется по четыре отсчета $s_{0i}, s_{1i}, s_{2i}, s_{3i}$, как показано на рис. 3, которые записываются в регистр сдвига (РС4) многоадресных кодов на четыре отсчета.

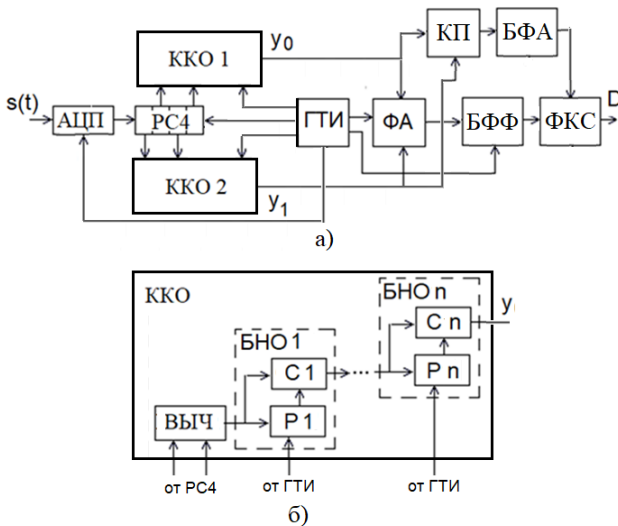


Рис. 2. Структурная схема демодулятора

По окончании очередного периода отсчеты передаются в идентичные каналы квадратурной обработки ККО1 и ККО2, структурная схема которых показана на рис. 2, б. Каждый ККО представляет собой каскадное соединение n блоков накопления отсчетов (БНО1, ..., БНО n), состоящих из сумматоров сумматоров С1 - С n и регистров сдвига Р1, ..., Р n [7].

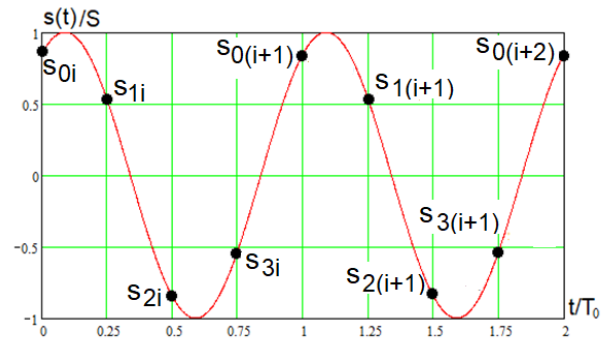


Рис. 3. Дискретизация сигнала

В вычитателях ВЫЧ ККО2 и ККО1 формируются разности $x_{0i} = s_{0i} - s_{2i} = 2S \cdot \cos(\psi)$ и $x_{1i} = s_{1i} - s_{3i} = 2S \cdot \sin(\psi)$ соответственно. В первом БНО1 ККО2 формируется сумма двух значений $x_{0i} + x_{0(i-1)}$ (величина $x_{0(i-1)}$ записана в Р1), в БНО2 - сумма пар соседних значений, полученных от предыдущего БНО1 и так далее. На выходе ККО2 формируется отклик [7]:

$$y_{0i} = \sum_{j=0}^{N-1} (s_{0(i-j)} - s_{2(i-j)}), \quad (2)$$

где $N = 2^n$ - число периодов накопления сигнала на интервале длительности информационного символа NT_0 , $n = \log_2 N$ - число БНО, i - номер последнего поступившего периода. Аналогично на выходе ККО1 получим

$$y_{1i} = \sum_{j=0}^{N-1} (s_{1(i-j)} - s_{3(i-j)}). \quad (3)$$

После приема последнего периода символа в когерентном режиме на выходах ККО2 и ККО1 получим:

$$y_0 = 2NS_k \cos(\psi_k), \quad (4)$$

$$y_1 = 2NS_k \sin(\psi_k). \quad (5)$$

В формирователе арктангенса (ФА) вычисляется величина

$$\psi = \begin{cases} -\arctg \frac{y_1}{y_0} & \text{при } y_0 \geq 0, \\ -\pi - \arctg \frac{y_1}{y_0} & \text{при } y_0 < 0, \end{cases} \quad (6)$$

по которой в блоке формирования фазы формируется код фазы принятого символа.

Отклик канала оценки амплитуды сигнала (КП) в момент завершения его приема определяется выражением [7], S_k - амплитуда принятого символа,

$$S = \sqrt{y_0^2 + y_1^2} = 2NS_k. \quad (7)$$

На рис. 4 показаны полученные при статистическом имитационном моделировании при отсутствии шума реализации зависимостей нормированных значений откликов квадратурных каналов $y_{0i}/2NU_1$ и $y_{1i}/2NU_1$ (рис. 4, а), фазы ψ_i (рис. 4, б) и амплитуды $S_i/2NU_1$ (рис. 4, в) от номера поступившего периода i/N при $N = 256$ для созвездия на рис. 1, а, U_1 минимальная амплитуда символа, при целых i/N точками отмечены значения фазы и амплитуды принятого символа.

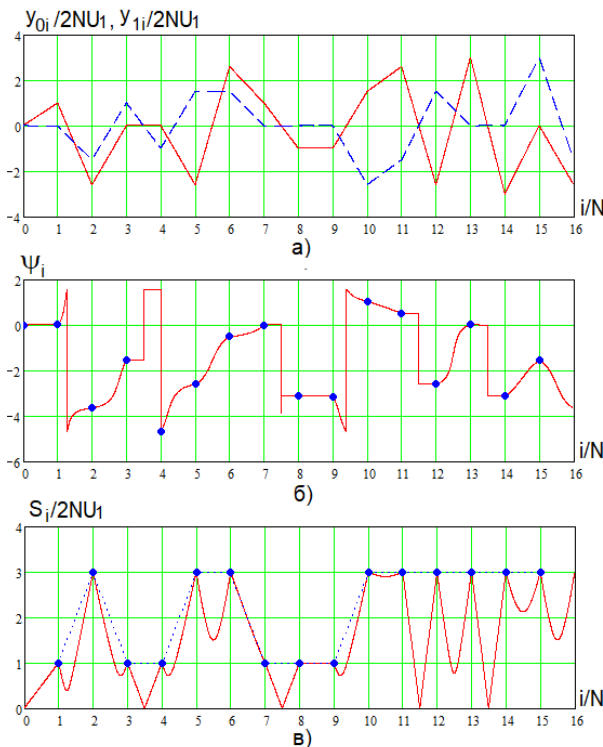


Рис. 4. Реализации откликов демодулятора

Сглаженный (прямолинейный) характер реализаций откликов квадратурных каналов (рис. 4, а) свидетельствует об оптимальной фильтрации сигнала, а форма импульсов на выходе канала оценки амплитуды (рис. 4, в) благоприятна для формирования сигнала тактовой синхронизации демодулятора.

Алгоритм демодуляции сигналов с APSK в соответствии с [7] (рис. 2) допускает эффективную реализацию на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС).

Помехоустойчивость демодулятора

Вероятность ошибочной когерентной демодуляции сигнала с М-позиционной фазовой манипуляцией в канале с аддитивным гауссовским шумом [1] определяется выражением:

$$p_{\text{ош}}(M) = 2Q\left(\sqrt{2}h \cdot \sin \frac{\pi}{M}\right), \quad (8)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt, \quad (9)$$

где отношение сигнал/шум [7] при минимальной амплитуде символа U_1 (рис. 1) равно

$$h^2 = N \frac{U_1^2}{\sigma_{\text{ш}}^2}. \quad (10)$$

У созвездия на рис. 1, а имеются 4 позиции с амплитудой U_1 и 12 с амплитудой $U_2 = 3U_1$ и тогда для вероятности ошибки при равновероятных символах можно записать

$$p_{\text{ош1}} = \frac{4}{16} 2Q\left(\sqrt{2}h \cdot \sin \frac{\pi}{4}\right) + \frac{12}{16} 2Q\left(\sqrt{2} \cdot 3h \cdot \sin \frac{\pi}{12}\right). \quad (11)$$

Аналогично для созвездия на рис. 1, б получим

$$p_{\text{ош2}} = \frac{8}{16} 2Q\left(\sqrt{2}h \cdot \sin \frac{\pi}{8}\right) + \frac{8}{16} 2Q\left(\sqrt{2} \cdot 3h \cdot \sin \frac{\pi}{8}\right). \quad (12)$$

Величина h^2 (10) соответствует минимальной амплитуде (мощности) символа, а среднее значение отношения сигнал/шум $h_{\text{ср}}^2$ зависит от вида созвездия: для рис. 1, а и равновероятных символов

$$h_{\text{ср}}^2 = \frac{1}{4}h^2 + \frac{3}{4}9h^2 = 7h^2, \quad (13)$$

для рис. 1, б

$$h_{\text{ср}}^2 = \frac{1}{2}h^2 + \frac{1}{2}9h^2 = 5h^2. \quad (14)$$

На рис. 5 показаны зависимости вероятности ошибочной демодуляции символа сигналов с 16APSK с созвездиями на рис. 1, а и рис. 1, б (отмечены цифрами 1 и 2 соответственно) от среднего отношения сигнал/шум $h_{\text{ср}}^2$, точками отмечены результаты статистического имитационного моделирования.

Как видно, созвездие на рис. 1, а обеспечивает лучшую помехоустойчивость, что обусловлено большим сдвигом фаз ($\pi/2$) между позициями с минимальной амплитудой, чем для созвездия на рис. 1, б ($\pi/4$). Достоинством последнего является возможность независимой манипуляции амплитуды и фазы, что важно для оптических линий связи.

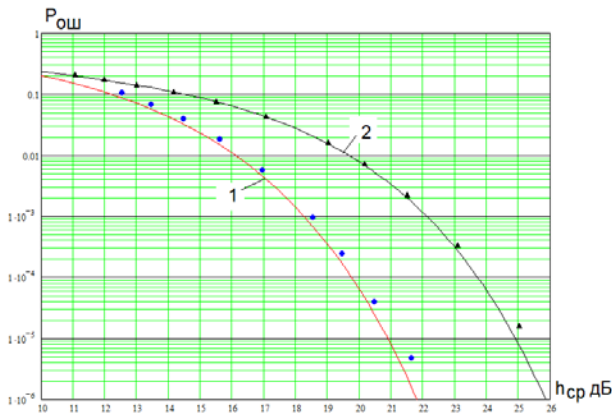


Рис. 5. Вероятность ошибки для сигналов с APSK

Для рассмотренных созвездий при идеальной обработке сигнала вероятность ошибочной демодуляции символа определяется в основном неправильной оценкой его начальной фазы, а имеющиеся различия в амплитудах символов избыточны и необходимы для компенсации колебаний амплитудной характеристики приемного тракта. В этих условиях целесообразно рассмотреть сигналы с относительной (дифференциальной) фазовой манипуляцией, демодуляция которого не требует фазовой синхронизации приемника.

Структурная схема цифрового демодулятора сигнала с амплитудной-относительной фазовой манипуляцией (АОФМ или ADPSK) совпадает с показанной на рис. 2, в которую добавлен регистр сдвига PN значений с выхода ФА на N периодов (в момент окончания текущего символа это значение фазы предыдущего символа), которое совместно со значением фазы текущего символа подается в БФФ для вы-

числения сдвига фаз между ними.

Согласно [1] вероятность ошибочной демодуляции M -позиционного символа с относительной фазовой манипуляцией определяется аналогичным (8) выражением

$$p_{\text{ош}}(M) = 2Q\left(\sqrt{2}h \cdot \sin \frac{\pi}{\sqrt{2}M}\right), \quad (15)$$

а вероятности ошибки для сигналов с АОФМ для созвездий на рис. 1 подобно (11) и (12) соответственно равны

$$p_{\text{ош}3} = \frac{4}{16}2Q\left(\sqrt{2}h \cdot \sin \frac{\pi}{\sqrt{2} \cdot 4}\right) + \frac{12}{16}2Q\left(\sqrt{2} \cdot 3h \cdot \sin \frac{\pi}{\sqrt{2} \cdot 12}\right). \quad (16)$$

$$p_{\text{ош}4} = \frac{8}{16}2Q\left(\sqrt{2}h \cdot \sin \frac{\pi}{\sqrt{2} \cdot 8}\right) + \frac{8}{16}2Q\left(\sqrt{2} \cdot 3h \cdot \sin \frac{\pi}{\sqrt{2} \cdot 8}\right). \quad (17)$$

Зависимости вероятности ошибочной демодуляции сигналов с АОФМ (16) и (17) от отношения сигнал/шум $h_{\text{ср}}^2$ показаны на рис. 6 для созвездий на рис. 1, а и рис. 1, б (отмечены цифрами 3 и 4 соответственно), точками отмечены результаты статистического имитационного моделирования. Пунктиром показаны зависимости (11) и (12).

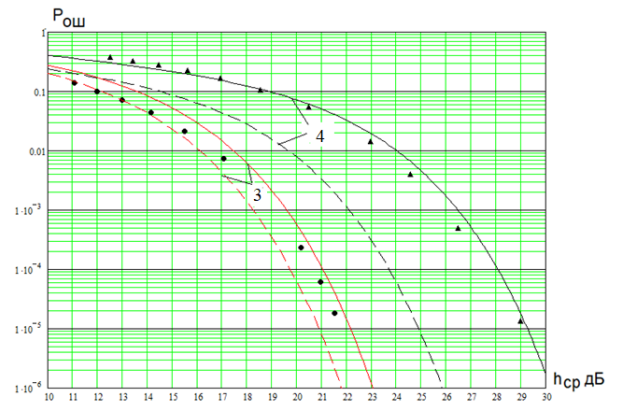


Рис. 6. Графики зависимости вероятности ошибочной демодуляции сигналов с АОФМ от отношения сигнал/шум

Как видно, переход к относительной фазовой манипуляции снижает помехоустойчивость, особенно сильно (на 4 дБ) для созвездия на рис. 1, б, что обусловлено в два раза меньшим шагом изменения фазы для символов с минимальной амплитудой. При этом сигнал с АОФМ с созвездием на рис. 1, а обладает лучшей помехоустойчивостью, чем сигнал с АФМ

с созвездием на рис. 1, б (сплошная линия 3 и пунктирная 4 соответственно).

Представляет интерес использование относительной (дифференциальной) амплитудно-фазовой манипуляции (ОАФМ или DAPSK) [10, 11].

Заключение

Рассмотрен когерентный цифровой демодулятор сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией, проведено его статистическое имитационное моделирование, получены временные диаграммы откликов на входной сигнал с амплитудно-фазовой манипуляцией. Получены выражения для вероятностей ошибочной демодуляции в канале с гауссовским шумом, результаты расчета и моделирования совпадают. Показано, что созвездие на рис. 1, а обладает лучшей помехоустойчивостью.

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
2. A comparison between APSK and QAM in wireless tactical scenarios for land mobile systems. Baldi et al / Marco Baldi1, Franco Chiaraluce, Antonio de Angelis, Rossano Marchesani, Sebastiano Schillaci // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. 2012. P. 317.
3. ETSI EN 302 583 Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, channel coding and modulation for Satel-

ite Services to Handheld devices (SH) below 3 GHz // ETSI publications. 2008. № 03.

4. Hager C., Graell i Amat A., Alvarado A., Agrell E. Design of APSK constellations for coherent optical channels with nonlinear phase noise // IEEE Trans. Commun. Aug. 2013. Vol. 61. No. 8. PP. 3362–3373.

5. Особенности расчета и проектирования высокоскоростных радиолиний космических аппаратов / А.Н. Ершов, В.В. Березкин, С.В. Петров, А.В. Петров, Д.А. Почивалин / ДЗЗ. Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2018. Т. 5. Вып. 1. С. 52–57.

6. Zaishuang Liu, Qiuliang Xie, Kewu Peng, Zhixing Yang. APSK Constellation with Gray Mapping // IEEE Communications Letters. December, 2011. Vol. 15. No. 12. PP. 1271 – 1273.

7. Патент №2766429 Российская Федерация от 15.03.2022. Цифровой некогерентный демодулятор сигналов с амплитудно-фазовой манипуляцией / Чернояр О.Г., Сальникова А.В., Мельников К.А. Глушков А.Н., Литвиненко В.П., Литвиненко Ю.В.

8. Патент №2723445 Российская Федерация от 11.06.2020. Цифровой фазовый детектор / Чернояр О.В., Глушков А.Н., Литвиненко В.П., Литвиненко Ю.В. Матвеев Б.В., Демина Т.И.

9. Патент № 2 257 671 С1 Российская Федерация, МПК Н 04 В 1/10. Цифровой обнаружитель узкополосных сигналов; опубликован 27.07.2005, бюл. №21 / Глушков А.Н., Литвиненко В.П., Проскураков Ю.Д.

10. Rohling H., Engels V. Differential amplitude phase shift keying (DAPSK)-a new modulation method for DTVB // IBC 95 International Broadcasting Convention. 1995. PP. 102-108. Doi: 10.1049/cp:19950937.

11. The Fast Algorithm for Demodulation of Differential Amplitude Phase Shift Keyed Signals / O. Chernoyarov, A. Glushkov, K.M. San, V. Litvinenko, Y. Litvinenko // Lecture Notes in Networks and Systems. 2023. Vol 596.

Поступила 14.08.2023; принята к публикации 04.10.2023

Информация об авторах

Глушков Алексей Николаевич – канд. техн. наук, доцент, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54а), e-mail: a.glushkov75@yandex.ru

Литвиненко Юлия Владимировна – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября 84), e-mail: j.v.litvinenko@yandex.ru

Тишуков Борис Николаевич – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября 84), e-mail: tishykov_boris@mail.ru

Чернояр Елены Валериевны – научный сотрудник, Национальный исследовательский университет «Московский энергетический институт» (111250, Россия, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14), e-mail: chernoyarovov@mpei.ru

DIGITAL SIGNAL DEMODULATOR WITH AMPLITUDE-PHASE MANIPULATION

A.N. Glushkov¹, Yu.V. Litvinenko², B.N. Tishykov², E.V. Chernoyarova³

¹Zhukovsky-Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

³National Research University «MEI», Moscow, Russia

Abstract: the optimal digital algorithm for coherent demodulation of signals with amplitude-phase modulation (APSK) is investigated. Phase demodulation is performed on the basis of a phase detector of signals with multi-position phase manipulation, and the amplitudes of symbols are determined by the responses of quadrature signal processing channels. The analysis of the algorithm of signal processing with APSK is carried out, the time realizations of the responses of the de-modulator are considered. The noise immunity of demodulation for signals with a two-level APSK for the two most common variants of constellations is determined, the probabilities of erroneous demodulation of the phase and amplitude of the signal are estimated, a comparative analysis of the noise immunity of signals with different constellations is given. The noise immunity of demodula-

tion of signals with amplitude relative-phase manipulation (ARFM) is considered, a comparative analysis of signal-to-noise losses in comparison with APSK for various constellation variations is given. Statistical simulation of the demodulation algorithm under the influence of noise interference is carried out. The influence of errors in the estimation of threshold levels of the received signals on the noise immunity is investigated. The implementation of the demodulator is focused on programmable logic integrated circuits (FPGAs)

Key words: phase and amplitude manipulation, noise immunity, error probability, statistical simulation

Acknowledgments: the work was carried out with the financial support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation within the framework of the scientific project No. FSWF-2023-0012

References

1. Sklyar B. "Digital communication. Theoretical foundations and practical application" ("Tsifrovaya svyaz'. Teoreticheskiye osnovy i prakticheskoye primeneniye"), Moscow, Williams, 2003, 1104 p.
2. Baldi M., Chiaraluce F., Angelis A., Marchesani R., Schillaci S. "A comparison between APSK and QAM in wireless tactical scenarios for land mobile systems", *EURASIP Journal on Wire-less Communications and Networking*, 2012, 2012:317.
3. ETSI EN 302 583, "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, channel coding and modulation for Satellite Services to Handheld devices (SH) below 3 GHz", *ETSI publications*, 2008-03.
4. Hager C., Graell i Amat A., Alvarado A., Agrell E. "Design of APSK constellations for coherent optical channels with non-linear phase noise", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 8, pp. 3362–3373, Aug. 2013.
5. Ershov A.N., Berezkin V.V., Petrov S.V., Petrov A.V., Pochivalin D.A. "Features of calculation and design of high-speed radio lines of remote sensing spacecraft" Rocket and space instrumentation and information systems (Raketno-kosmicheskoye priborostroyeniye i informatsionnyye sistemy), 2018, vol. 5, iss. 1, pp. 52-57.
6. Zaishuang Liu, Qiuliang Xie, Kewu Peng, Zhixing Yang. "APSK Constellation with Gray Mapping", *IEEE Communications Letters*, December, 2011, vol. 15, no. 12, pp. 1271 – 1273.
7. Chernoyarov O.G., Salnikova A.V., Melnikov K.A. Glushkov A.N., Litvinenko V.P., Litvinenko Yu.V. "Digital incoherent signal demodulator with amplitude-phase manipulation" ("Tsifrovoy nekogerentnyy demodulyator signalov s amplitudno-fazovoy manipulyatsiyey"), Patent of RF no. 2766429, 03.15.2022.
8. Chernoyarov O.V., Glushkov A.N., Litvinenko V.P., Litvinenko Yu.V. Matveev B.V., Demina T.I. "Digital phase detector" ("Tsifrovoy fazovyy detector"), Patent of RF no. 2723445, 06.11.2020.
9. Glushkov A.N., Litvinenko V.P., Proskuryakov Yu.D. "Digital narrowband signal detector" ("Tsifrovoy obnaruzhitel' uzkopolosnykh signalov"), Patent of RF no. 2 257 671 S1 IPC H 04 B 1/10, 27.07.2005.
10. Rohling H., Engels V. "Differential amplitude phase shift keying (DAPSK) - a new modulation method for DTVB", *IBC 95 International Broadcasting Convention*, 1995, pp. 102-108. Doi: 10.1049/cp:19950937.
11. Chernoyarov O., Glushkov A., San K.M., Litvinenko V., Litvinenko Y. "The Fast Algorithm for Demodulation of Differential Amplitude Phase Shift Keyed Signals", *Lecture Notes in Networks and Systems*, 2023, vol 596.

Submitted 14.08.2023; revised 04.10.2023

Information about the authors

Alexey N. Glushkov – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Zhukovsky-Gagarin Air Force Academy (54a Staryh Bolshhevikov str., Voronezh 394064, Russia), e-mail: a.glushkov75@yandex.ru
Yulia V. Litvinenko – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: j.v.litvinenko@yandex.ru
Tishykov Boris Nikolaevich – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: tishykov_boris@mail.ru
Elena V. Chernoyarova – researcher, National Research University "Moscow Power Engineering Institute" (14 Krasnokazarmennaya str., Moscow 111250, Russia), e-mail: chernoyarovov@mpei.ru

Машиностроение и машиноведение

DOI 10.36622/VSTU.2023.19.5.017

УДК 621.791.052:539.4.014.11

РАСЧЕТНЫЙ МЕТОД ОЦЕНКИ ПРЕДЕЛЬНЫХ АМПЛИТУД НАПРЯЖЕНИЙ ЦИКЛОВ ПРИ НЕОДНОРОДНОСТИ СТРУКТУРНЫХ И МЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СВАРНЫХ СОЕДИНЕНИЙ

К.А. Молоков^{1,2}, В.В. Новиков¹, А.И. Мамонтов¹

¹Дальневосточный федеральный университет, г. Владивосток, Россия

²Владивостокский государственный университет, г. Владивосток, Россия

Аннотация: в результате перегрузок при действии внешней циклической нагрузки на конструкции в области концентраторов напряжений повышаются степень асимметрии цикла, уровень максимальных напряжений и деформаций в областях значительной неоднородности, имеющей место особенно при сварке термоупрочненных сталей. Учитывая это, важно уметь строить диаграммы предельных амплитуд напряжений циклов с учетом структурной и механической неоднородности для сварных соединений. Оценка таких предельных амплитуд напряжений для действующих циклических напряжений на участках сварного соединения может быть выполнена с помощью диаграмм предельных амплитуд напряжений, построенных для этих участков зоны термического влияния. Предлагаемый метод построения диаграмм предельных амплитуд напряжений для зон сварного соединения апробирован численно на феррито-перлитных сталях (сталь 10, 50, Ст.Зсп, 22К, 15Г и др.), он базируется на использовании математических моделей классической линейной и структурно-механической механики разрушения материалов. Разработана инженерная методика расчета предельных амплитуд напряжений и построения диаграмм Хейя. Аналитическим расчетом подтверждена справедливость предлагаемого подхода, заключающегося в определении предельных амплитуд напряжений при многоцикловом нагружении в широком диапазоне изменения коэффициента асимметрии цикла $-1 \leq r < 1$ применительно для сталей феррито-перлитного класса с пределом текучести до 400 МПа. Представлена блок-схема алгоритма отражающего поиск максимальной длины микротрещины, согласующейся с граничным условием равенства средних напряжений цикла пределу прочности материала. Характерной особенностью методики является возможность расчета предельных амплитуд напряжений для высоких значений асимметрии цикла и напряжений цикла, а также то, что в ней могут быть учтены: характеристики внешней нагрузки; структурные и механические характеристики в области зоны термического влияния, зависящие от выбранного режима сварки. Предлагаемый метод позволяет с допустимой для инженерных расчетов погрешностью строить диаграммы усталости Смита и Хейя для области растяжения, учитывая, в том числе средний размер зерна феррито-перлитного материала в зоне термического влияния (ЗТВ) сварного соединения. Численно полученные диаграммы предельных амплитуд напряжений сравнивались с имеющимися экспериментальными данными феррито-перлитных сталей. Результаты согласования численных с экспериментальными данными убедительно говорят о применимости используемых математических и физических моделей в предложенном расчетном методе

Ключевые слова: предел выносливости, феррито-перлитная сталь, зона термического влияния, пластическая деформация, длина трещины, предельная амплитуда цикла, коэффициент интенсивности напряжений

Введение

Практически все конструкционные стали способны воспринимать циклические или переменные нагрузки. В некоторых случаях материал при изготовлении детали может быть подвержен холодному пластическому деформированию. Это может происходить, например, в результате возникновения значительных пластических деформаций в сварных соединениях с мягкими прослойками. При этом срабатывает упрочнение материала (если деформации вышли за область малых пластических деформаций при $\epsilon > 5\%$), упру-

гая зона его работы расширяется, а предел выносливости, как правило, начинает увеличиваться [1, 2]. Однако в тяжело нагруженных конструкциях с концентраторами напряжений и остаточными сварочными напряжениями (ОСН), с перегрузками материал может испытывать высокие значения амплитуд асимметрии цикла r и средние напряжения σ_m выше предела текучести σ_T [3, 4, 5]. В этом случае предельная амплитуда напряжений существенно снижается [6, pp. 147-157, 7], а экспериментальное определение ее связано с большими финансовыми затратами и временем. Для области квазистатического разрушения в большинстве случаев не удастся получить экспериментальные данные по усталости. При

концентрации или неоднородности напряженного состояния в сварных соединениях неизбежно пластическое деформирование некоторых областей с повышением коэффициента асимметрии цикла напряжений, что снижает предельные амплитуды напряжений. Задача уточненной оценки предельных амплитуд напряжений для расчета остаточной долговечности работы материала при средних напряжениях $\sigma_m \gg \sigma_T$ и не симметрии цикла $r = 0,5 \dots 0,9$ представляется весьма заманчивой.

Следующим важным моментом является тот факт, что материал ЗТВ претерпевает структурно-механические изменения, которые оказывают существенное влияние на снижение предельных амплитуд напряжений в сварных соединениях термоупрочненных сталей. После сварки термоупрочненной стали влияние полученного вторичного среднего размера зерна d_z материала ЗТВ не одинаково на стадии развития и образования макротрещины, однако как показывают расчеты по аналитическим и эмпирическим зависимостям неоднородность структурно-механических характеристик (рис. 1) в определенной степени зависит от выбранного режима (погонной энергии) сварки и отрицательно влияет на выносливость.

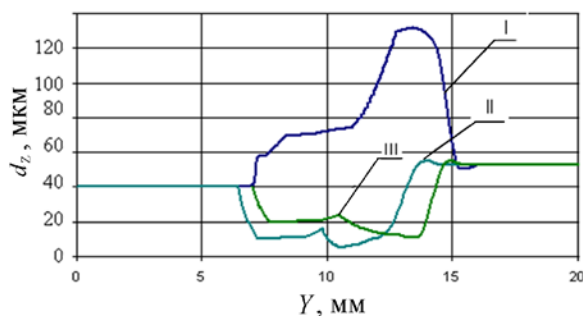


Рис. 1. Распределение размера зерна поперек ЗТВ сварного соединения в зависимости от режима сварки.

Режимы сварки стали 15ХСНД:

***I, II, III* – $q_{п1} = 8200$ кДж/м, $q_{п2} = 2300$ кДж/м, $q_{п3} = 4100$ кДж/м соответственно**

Теоретические расчеты показывают, что средний размер вторичного зерна можно изменять в широких пределах, изменяя погонную энергию по режимам *I, II, III* при сварке термоупрочненной стали 15ХСНД. Расчеты основных механических характеристик, получаемых по областям ЗТВ, аналогично, показали их существенное отклонение от характеристик исходной стали. Таким образом, предельные амплитуды циклов для разных участков

ЗТВ будут значительно отличаться, и требуется нахождение диаграмм предельных амплитуд для соответствующих характеристик материала после сварки.

Предельные амплитуды циклов для указанных характеристик находят по известным полным диаграммам усталости (например, по диаграмме Смита) и диаграммам предельных амплитуд напряжений (диаграммам Хей, Гудмана) [8, 7, 9, 10]. Они могут быть широко использованы при оценке усталости крупногабаритных конструкций [4]. Построение диаграмм для конструкционных сталей всегда связано с трудоемкой обработкой массивов экспериментальных данных, их интерполяцией или, при необходимости, экстраполяцией. Поэтому представляется важным иметь простые расчетные методики для оценки предельных амплитуд напряжений циклов.

Целью данного исследования является разработка инженерной методики получения расчетным путем диаграмм предельных амплитуд напряжений, которая позволила бы оценивать предельные амплитуды напряжений для отдельных ЗТВ, и базировалась бы на зависимостях линейной механики разрушения и структурно-механическом подходе к разрушению материалов [11].

Состояния работ по теме исследования

Для получения диаграмм предельных амплитуд напряжений средствами интерполяции по экспериментальным данным предлагалось большое количество эмпирических зависимостей, полученных на основе их обобщения данных для классов сталей и не только. Некоторые из них учитывали влияния постоянной составляющей нагрузки на предел выносливости стали [12, 8, 13, 14, 15] и др. Например, в [12, 16] предложены способы построения диаграммы предельных напряжений цикла, однако они не связывают процессы усталости материала с физикой его разрушения рассматривая область, где $\sigma_m \gg \sigma_T$ диаграммы предельных амплитуд напряжений, а также не учитывают влияние диаметра зерна структуры.

Значительные успехи по оценке предельных амплитуд напряжений и выносливости машиностроительных и автомобильных конструкций получены в [17], с учетом разложения частотного спектра в вероятностной постановке задачи. Но в этом исследовании для расчета приведенных амплитуд напряжений использовались только простейшие модели

Зодерберга, Гербера, Гудмана, Кинасошвили и Когаева, базирующиеся на результатах эксперимента и аппроксимациях данных, а физика влияния структуры или учитывается посредством введения различных коэффициентов, или не учитывается вовсе.

В то же время работы по изучению (моделированию) влияния типа структуры и ее характеристик на прочность и выносливость приобретают все большую актуальность, даже для сталей различного структурного класса и структурно-неоднородных материалов [18] и др. Численный эксперимент, выполненный авторами [18], подтвердил существенное влияние неоднородности структуры на величину ударной вязкости. Вероятно, его результаты будут интересны для исследования влияния неоднородности зоны термического воздействия и при сварке сталей различного класса. Однако в отличие от аналитических решений такое моделирование является очень трудоемким, затратным по ресурсам ЭВМ и не позволяет быстро оценить влияние за один расчетный проход. Численные эксперименты подобного рода для оценки выносливости предельных амплитуд напряжений для структурно-неоднородных материалов неизвестны. Поэтому подобные методики моделирования выносливости пока остаются в перспективе будущих исследований.

В связи с тем, что под действием присутствующих остаточных сварочных напряжений и внешней нагрузки появятся пластическое деформирование некоторых областей соединения и возможно значительное повышение средних напряжений цикла, нужно использовать концепцию порогового и эффективного коэффициента интенсивности напряжений K_{th} и K_{th}^e , соответственно. Как известно, K_{th}^e определяется с учетом влияния постоянной составляющей нагрузки [19, 13, 11], эта взаимосвязь позволила нам рассчитать предельные амплитуды напряжений практически во всем диапазоне средних нагрузок $\sigma_m = 0 \dots \sigma_e$. Базируясь на принципах линейной механики разрушения и применимости эффективного коэффициента интенсивности напряжений, следует ввести следующие допущения и посылы:

1. Изменение общего напряженного состояния в результате деформирования при средней постоянной нагрузке с интенсивностью σ_m в первых циклах нагружения не приводит к появлению макротрещин в материале.

2. Сингулярная составляющая поля напряжений, вызванная циклической нагрузкой интенсивностью σ , играет ключевую роль в процессе разрушения.

3. При анализе зоны пластических деформаций в области вершины трещины необходимо учитывать влияние постоянной составляющей нагрузки – средней нагрузки.

Последнее допущение введено на основании анализа результатов работ [20, 14, 19].

Ключевые зависимости методики расчета

Воспользуемся зависимостью, связывающей между собой основные характеристики, от которых зависит предел выносливости [11, 13]:

$$\sigma_{fr} = \sigma_{fc} \left[\pi l_0 \left(\frac{\sigma_{fc}(1-r)}{\Delta K_{thr}} \right)^2 + 1 - \mu + \mu^2 \right]^{-0,5}, \quad (1)$$

где

$$\sigma_{fc} = \begin{cases} \sigma_{0,2}(0,3r + 1), & \text{if } (r \leq 0); \\ \sigma_{0,2}, & \text{if } (r > 0); \end{cases} \quad \Delta K_{thr} = \begin{cases} K_{th0} + (r/0,8) \cdot (\Delta K_{th0,8} - K_{th0}), & \text{if } (r \leq 0,8); \\ \Delta K_{th0,8}, & \text{if } (r > 0,8); \end{cases} \quad (2)$$

$$\Delta K_{th0,8} = 3 - 0,0008\sigma_{0,2}.$$

В формулах введены обозначения: σ_{fc} – циклический предел текучести, МПа; r – коэффициент асимметрии цикла, который рассчитывается по зависимости $r = \sigma_{min}/\sigma_{max}$; $\sigma_{0,2}$ – временный предел текучести материала, МПа; K_{th0} , $\Delta K_{th0,8}$ – коэффициент интенсивности напряжений при отнулевом цикле ($r = 0$) и размах его при ($r = 0,8$), соответственно, МПа · м^{1/2}; l – длина трещины, м; μ – коэффициент Пуассона.

При многоосном нагружении исходя из различных гипотез текучести, можно определить максимальную длину микротрещины l_0 , которая не будет снижать предел выносливости. В соответствии с [21], данную длину можно оценить следующим образом:

$$l_0 = (0,03 \dots 0,1) \cdot \left(\frac{K_{th0}}{\sigma_{0,2}} \right)^2, \quad (3)$$

где 0,03 и 0,1 – коэффициенты для гипотез Хубера-Мизеса и Сен-Венана-Греска, соответственно.

Вклад сингулярной составляющей поля напряжений является определяющим в большинстве случаев для условий циклического нагружения. Учитывая это и неполноту функций по напряженному состоянию в зоне вер-

шины трещины при циклической нагрузке интенсивностью σ , можно считать, что разложение общей интенсивности напряжений для области вершины трещины дает достаточно точный результат для практических расчетов. Опираясь на это, для области вершины трещины справедливо положить:

$$\sigma_i^{el} = \sigma_i^{el}(\sigma_m) + \sigma_i^{el}(\sigma), \quad (4)$$

где σ_i^{el} – интенсивность напряжений, отвечающая упругому решению; $\sigma_i^{el}(\sigma_m)$ – интенсивность напряжений, отвечающая упругому решению при действии постоянной нагрузки; $\sigma_i^{el}(\sigma)$ – интенсивность напряжений сингулярного поля при решении упругой задачи. Здесь также допускается, что последнее справедливо и для континуума материала.

Формула (4) ясно демонстрирует, что КИН в вершине трещины может зависеть по отдельности от воздействия постоянной и переменной частей нагрузки. Именно поэтому расчет суммарной интенсивности в точках особой зоны, расположенных в области вершины трещины, может быть несколько приближенным.

Эффективный пороговый коэффициент интенсивности напряжения в вершине трещины, согласно выводам для плоской деформации [14], можно рассчитать по зависимости:

$$K_{th0}^e = K_{th0} \left\{ 1 - \frac{\sigma_i^{el}(\sigma_m)}{\sigma_{0,2}(R_{Mce} \cdot D / \sigma_{0,2})^{\frac{m+1}{2m}}} \right\}, \quad (5)$$

где R_{Mce} – сопротивление микросколу для пластически деформированной структуры материала при зерненном микросколе; рассчитывается через эффективное зерно материала $R_{Mce} = (1,618 \dots 1,7) \cdot 5,7 / \sqrt{d_z}$, МПа; D – коэффициент перенапряжения, который учитывает увеличение первого главного напряжения в сложных напряженных состояниях, он характеризует уровень жесткости напряженного состояния для зоны предразрушения и области прилегающей к ней.

В формуле (5) фигурные скобки содержат множитель, который корректирует пороговый коэффициент интенсивности напряжений, учитывая постоянную упругую составляющую от среднего напряжения $\sigma_i^{el}(\sigma_m)$. Стоит отметить, что поправка для переменной $\sigma_i^{el}(\sigma_m)$ может быть выражена линейной функцией, что придает ещё большую точность расчетам.

Таким образом, можно определить предельную амплитуду цикла нагружения σ_{fr} при уровне средних напряжений $\sigma_b > (\sigma_m + \sigma_a) > \sigma_t$, используя концепцию эффективного порогового коэффициента интенсивности напряжений K_{th0}^e [22]. Для этого необходимо рассчитать начальную длину макротрещины L_{min} , соответствующую предельной амплитуде со средними напряжениями σ_m в пластически деформированном материале по формуле

$$L_{min} = \frac{K_{thr}^2}{\pi} \left(\frac{1}{\sigma_{fr}^2} - \frac{1 - \mu + \mu^2}{\sigma_{fc}^2} \right); \quad (6)$$

при $K_{th0} = K_{th0}^e, r = -1$,

где σ_{fr} – предельная амплитуда напряжений; σ_{fc} – циклический предел текучести; r – коэффициент асимметрии цикла; μ – коэффициент Пуассона. Для вычисления предельной амплитуды напряжений необходимо использовать значение длины начальной макротрещины L_{min} вместо l_0 в расчетной зависимости (1). Решая уравнение относительно σ_{fr} , можно получить искомые значения предельных амплитуд. Характеристики, которые входят в (6), могут быть вычислены в соответствии с [22, 11]. Также можно определить вклад предварительной пластической деформации мягкой прослойки в эквивалентную поврежденность, используя оценку длины макротрещины.

Результаты и апробация

Разработанная блок-схема (рис. 2) поясняет алгоритм уточнения максимальных длин микротрещин в зависимости от предела текучести сталей и иллюстрирует последовательность действий по расчетам для построения диаграммы Гудмана. После определения длины микротрещин можно выполнить аппроксимацию по пределу текучести для разных сталей и получить соответствующий закон изменения.

Путем использования формул (1) и (2) и замены K_{th0} на K_{th0}^e (5) были вычислены все максимальные разрушающие амплитуды для материала, подвергшегося пластической деформации на величину ε_{max} в цикле нагрузки, где $\sigma_{max} = \sigma(\varepsilon_{max})$ на диаграмме напряжение-деформация. При условии, что константная составляющая напряжения учитывается эффективным коэффициентом интенсивности напряжения, она оказывает некоторое влияние на асимметрию цикла. Следовательно, коэф-

коэффициент асимметрии r должен быть постоянным в (2) и принят равным -1 в соответствии с предельным условием для циклической составляющей интенсивности напряжений от средних напряжений, $\sigma_i^{el}(\sigma_m) = 0$. При этом поправка в (5) равна 1.

Длину микротрещины (3), величина которой однозначно не определена для модели и зависит от принятой гипотезы, получали из граничных условий $\sigma_m \rightarrow 0$; $\sigma_{fr} \rightarrow 0$. Для построения расчетных зависимостей необходимо найти функцию аппроксимации $l_0(\sigma_{0,2})$. Закон изме-

нения $l_0(\sigma_{0,2})$ для рассматриваемых сталей может быть получен введением коэффициента пропорциональности $(a - b \cdot \exp(-c \cdot x^d))$. В результате аппроксимации по найденным значениям $l_0(\sigma_{0,2})$ выведено следующее простое выражение максимальных длин микротрещин, не влияющих на предел выносливости:

$$l_0(\sigma_{0,2}) = 0,1 \cdot (a - b \cdot \exp(-c \cdot x^d)) \cdot (K_{th0}/\sigma_{0,2})^2.$$

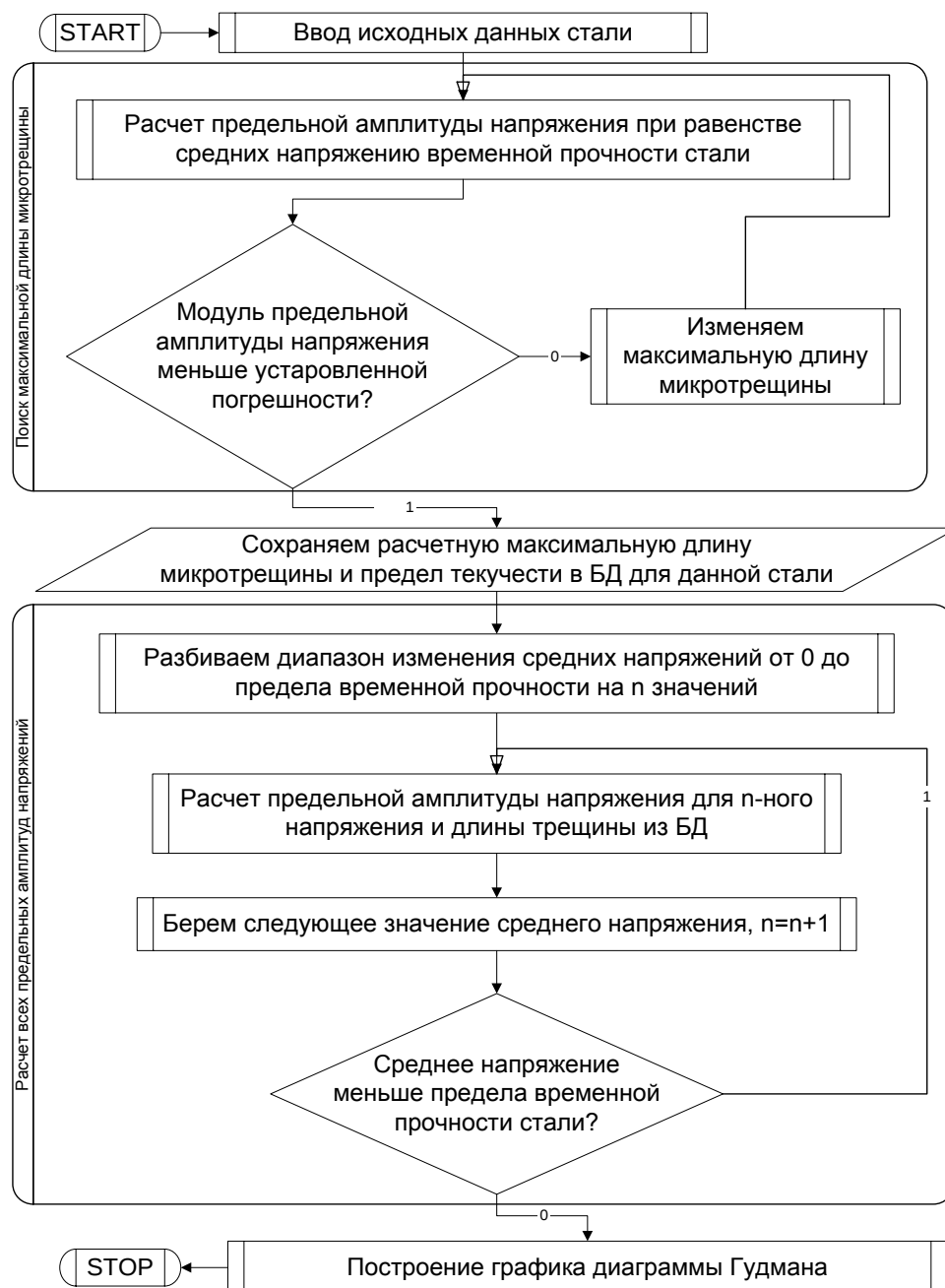


Рис. 2. Алгоритм поиска максимальной длины микротрещины для вычисления предельных амплитуд напряжений

Согласно проведенному расчету, был построен график, отображающий изменение максимальной длины микротрещин (которые не оказывают влияния на предельную амплитуду

напряжений) в зависимости от предела текучести $\sigma_{0,2}$ (рис. 3).

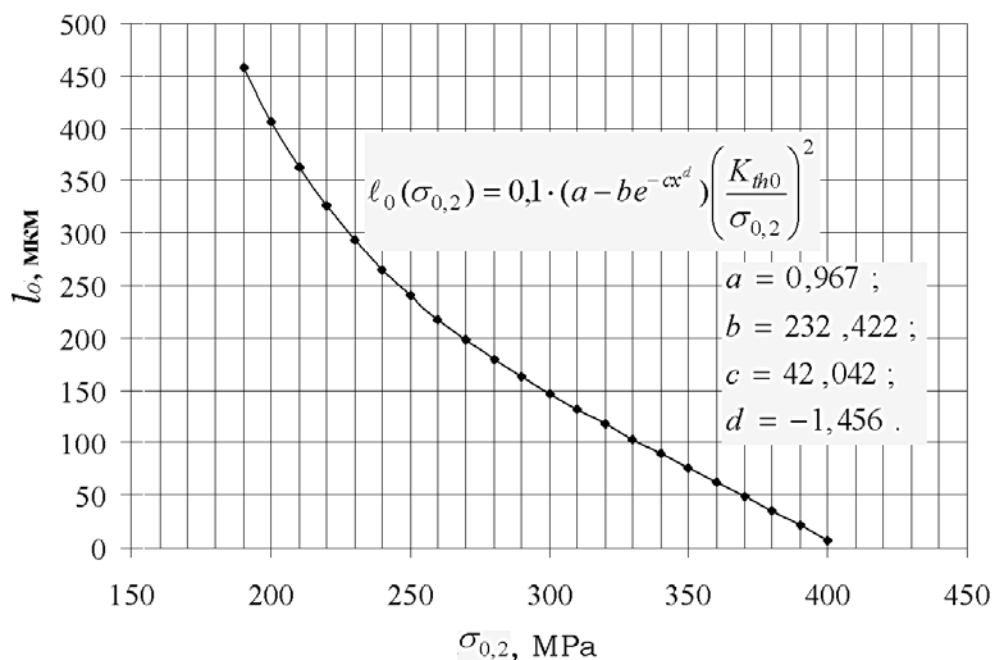


Рис. 3. Уточненная максимальная длина микротрещин, не влияющих на предельную амплитуду напряжений, в зависимости от предела текучести $\sigma_{0,2}$ стали

Проверка результатов расчета и построение диаграммы предельных амплитуд напряжений σ_a были проведены для различных марок феррито-перлитных сталей, а именно: 10, 15Г, СтЗкп, 22К и 50 (табл. 1). Для определения диаметра зерна металла d_z у ферри-

то-перлитных сталей с $\sigma_T < 400$ МПа в случае отсутствия экспериментальных данных можно использовать эмпирическую формулу, разработанную для данного типа сталей и описанную в источниках [11, 23].

Таблица 1

Исходные механические характеристики для расчета предельных амплитуд напряжений

Марка стали	σ_B , МПа	$\sigma_{0,2}$, МПа	m	d_z , мкм	R_{MC} , МПа
10	321	191	0,17	66	691
15Г	411	241	0,148*	94*	589*
СтЗкп	451	271	0,16	37	931
22К	541	311	0,16	30	1031
50	681	351	0,16	25	1101
Примечание: * - значения рассчитаны по эмпирическим формулам					

Для проверки расчетной методики построения диаграммы предельных амплитуд напряжений были использованы экспериментальные данные массива феррито-перлитных сталей [8]. Результаты расчетов для сталей, перечисленных в табл. 1, в сопоставлении с экспериментальными данными представлены на рис. 4. Очевидно, что значения σ_a , получен-

ные в соответствии с предложенной методикой, демонстрируют отличное соответствие с экспериментом для различных марок сталей во всем диапазоне нагрузок до предела прочности.

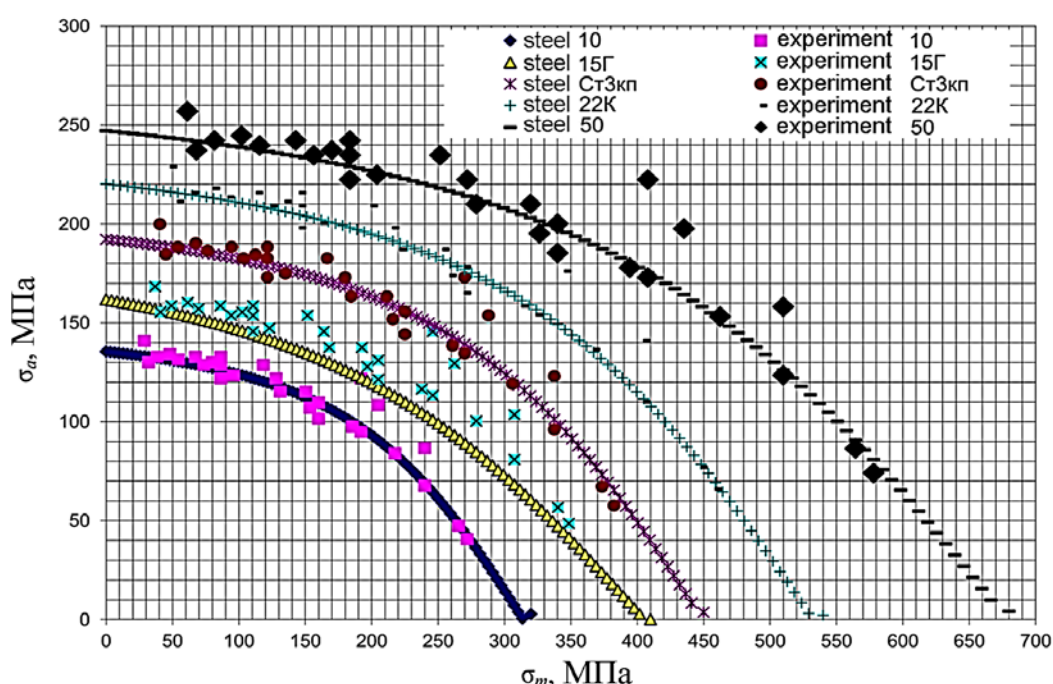


Рис. 4. Диаграммы предельных амплитуд напряжений σ_a с экспериментальными данными [8] для разных марок конструкционных сталей

В сварных соединениях термоупрочненных сталей имеет место высокая неоднородность по механическим и структурным характеристикам в ЗТВ. Используя общеизвестные зависимости между скоростью охлаждения, химическим составом стали, по результатам распада аустенита, в работе [23] было оценено образование объемных долей в структуре материала ЗТВ сварных соединений. Предел прочности и предел текучести можно найти по известным регрессионным формулам Г.А. Бельчука для сварных соединений малоуглеродистых сталей: $\sigma_B = HV/3,16$, $\sigma_T = 0,73 \cdot \sigma_B$ или по [24]: $\sigma_s = 3,73HB - 63$; $\sigma_{0,2} = 4,56HB - 390$, HB и HV – средняя твердость по Бринеллю и Виккерсу, кгс/мм².

Поперечное критическое сужение φ и относительное удлинение δ определено по формулам:

$$\varphi = HV/20 + 44,5\%; \quad (7)$$

$$\delta = HV/100 + 17,5\%. \quad (8)$$

Расчётные данные для φ , δ и их графическое распределение по ЗТВ показали существенное изменение этих характеристик по участкам сварного соединения из термоупрочненных сталей.

Эксперименты по наибольшей группе угле-

родистых и низколегированных сталей позволили установить взаимосвязь между R_{MC} , временным сопротивлением разрыву и относительным поперечным сужением в следующем виде:

$$R_{MC} = \frac{\sigma_B}{1 - \varphi^2}. \quad (9)$$

Это соотношение дает возможность вычислять уже вторичный размер зерна в зависимости от вычисленных данных для металла в ЗТВ по формуле (рис. 1):

$$d_z = \left[\frac{(1 - \varphi^2) \cdot 5,7}{\sigma_B} \right]^2. \quad (10)$$

Таким образом, полученные выражения для оценки размеров зерна в совокупности с результатами анализа группы основных механических характеристик позволяют построить диаграммы предельных амплитуд напряжений для всех участков ЗТВ и найти участок с наименьшим значением предельной амплитуды при известной средней величине цикла нагрузки.

Расчётные данные по размеру зерна в поперечном направлении сварного соединения на участках ЗТВ свидетельствуют о том, что сварное соединение, полученное в условиях режима I (рис. 1), имеет участки с вероятно пониженной ударной вязкостью. Этот вывод основан на полученных завышенных значени-

ях d_z относительно свариваемого материала. Таким образом, в области разупрочнения наблюдается наибольший размер зерна, и можно заключить, что в сварных соединениях из термоупрочненных сталей на этом участке будет главенствовать предельная амплитуда цикла. Термический цикл в этом случае является определяющим, скорость охлаждения существенно зависит от погонной энергии q_n . Для оптимизации режима сварки при известных параметрах цикла нагружения можно построить диаграммы предельных амплитуд напряжений с учетом конкретных механических характеристик участка и d_z .

Аналогичный подход к расчету характеристик ЗТВ применим и для не термоупрочненных сталей. Он позволяет получать диаграммы предельных амплитуд напряжений для любой зоны сварного соединения. Однако заметим, что на практике следует учитывать направление основной внешней нагрузки на сварное соединение (поперечная или продольная), а также будет ли происходить контактное упрочнение в ЗТВ.

Выводы

Таким образом, разработанная методика, основанная на зависимостях линейной механики разрушения и структурно-механическом подходе к разрушению материалов, позволяет относительно просто рассчитать и построить диаграммы предельных амплитуд напряжений с допустимой для инженерных расчетов погрешностью.

Характеристики исследуемых сталей покрывают практически весь диапазон феррито-перлитных марок. Предложенный метод построения предельных амплитуд напряжений с уточнением диаметра зерна d_z позволил найти аппроксимирующую зависимость начальной длины макротрещины от предела текучести материала и сократить вычисления. Таким образом, в случае отсутствия значения d_z можно использовать полученные формулы и диаграммы.

При работе материала при $\sigma_m > \sigma_{0,2}$ для получения диаграмм предельных амплитуд напряжений требуется уточнять не оказывающую влияния на предельную амплитуду максимальную величину макротрещины l_0 . Это связано с образованием высоких средних статических пластических деформаций, вызывающих фрагментацию структуры, для которой должна быть найдена соответствующая величина l_0 .

Применение этого метода открывает воз-

можности быстрой оценки предельной амплитуды напряжений для наиболее опасной зоны сварного соединения и проведения оптимизации режима сварки на заданную внешнюю нагрузку с характеристикой цикла, в том числе для термоупрочненных сталей.

Этот метод может быть использован для построения графиков предельных размахов напряжений в зоне растяжения ($\sigma_m > 0$) сварных соединений, так как он задействует концепцию интенсивности упругих напряжений σ_i при расчете коэффициента интенсивности K .

Литература

1. Научные основы повышения малоциклового прочности / Н.А. Махутов, К.В. Фролов, М.М. Гаденин и др.; под ред. Н.А. Махутова. М.: Наука, 2006. 623 с.
2. Черняк Н.И. Механические свойства стали в области малых пластических деформаций. Киев: АН УССР, 1962. 104 с.
3. Казанов Г.Т., Новиков В.В., Турмов Г.П. Концентрация напряжений и другие особенности напряженного состояния судовых корпусных конструкций. Владивосток: ДВФУ, 2014. 178 с.
4. DNV GL CG-0129-2015 Fatigue assessment of ship structures. Edition October, 2015. 236 p.
5. Stephens R.I., Fatemi A., Stephens R.R., Fuchs H.O. Metal fatigue in engineering. John Wiley&Sons, 2001. 452 p.
6. Campbell F.C. Fatigue and Fracture: Understanding the Basics. ASM International, 2012. 525 p.
7. Correia J.A.F.O., de Jesus A.M.P., Fernandes A.A., Calçada R. (Eds.) Mechanical Fatigue of Metals: Experimental and Simulation Perspectives. Structural Integrity 07. Springer, 2019. 386 p.
8. Максимаджи А.И. Прочность морских транспортных судов. Вопросы применения стали повышенной прочности. Л.: Судостроение, 1976. 312 с.
9. Munse W.H. Fatigue of welded steel structures / Edited by La Motte Grover. New York: Welding Research Council, 1964. 225 p.
10. Олейник Н.В. Выносливость деталей машин. Киев: Техника, 1979. 200 с.
11. Матохин Г.В., Горбачев К.П. Инженеру о сопротивлении материалов разрушению: монография. Владивосток: Дальнаука, 2010. 281 с.
12. Оценка запаса прочности деталей машин, подверженных асимметричному нагружению / А.В. Желудобовский, А.Д. Погребняк, М.Н. Регульский, А.Т. Сердитов, Ю.В. Ключников, П.В. Кондрашев // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2013. №6/7 (66). С. 8-12.
13. Молоков К.А. Расчет ресурса феррито-перлитных сталей и диаграммы Гудмана при разных базах. // Исследования по вопросам повышения эффективности судостроения и судоремонта: сборник. Владивосток: ДВГТУ, 2009. Вып. 47. С. 194-201.
14. Молоков К.А. Оценка выносливости сварных соединений с учетом общего пластического деформирования материала при плоском напряженном состоянии // Вестник Инженерной школы Дальневост. федерал. ун-та. 2019. № 1(38). С. 19-26.
15. Manson S.S., Halford G.L. Fatigue and durability of structural material. ASM International, 2006. 456 p.
16. Schijve Jaap. Fatigue of structures and materials. 2nd Ed. Springer, 2009. 621 p.

17. Савкин А.Н., Седов А.А. Повреждаемость и разрушение материалов и конструкций при переменном нагружении. Волгоград: Волгоградский государственный технический университет, 2018. 216 с.

18. Компьютерное моделирование ударной вязкости структурно-неоднородных металлов / А.И. Рудской, Н.Г. Колбасников, А.И. Боровков и др. // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Наука и образование. 2011. №1. С. 226-233.

19. Молоков К.А., Славгородская А.В. Оценка поврежденности феррито-перлитных сталей при перегрузках // Морские интеллектуальные технологии. 2013. №2(спецвыпуск). С. 56-58.

20. Зоны локализации пластической деформации в предварительно деформированных тонколистовых пластичных материалах / В.Ю. Гольцев, А.В. Зеленский, О.Г. Кудрявцев, Ю.Г. Матвиенко // Исследование прочности материалов и конструкций атомной техники. М.: Энергоатомиздат, 1984. С. 68-73.

21. Марголин Б.З., Шевцова В.А. Анализ зарождения и развития усталостного разрушения в перлитных сталях // Проблемы прочности. 1990. № 4. С. 12-21.

22. Молоков К.А. Оценка поврежденности феррито-перлитных сталей в условиях малоциклового нагружения // Инновации. Техника и технологии: проблемы, достижения и перспективы: сб. трудов конференции «Наука. Комсомольск-на-Амуре: ФГБОУ ВПО, "КнАГТУ", 2015. С. 126-129. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=23752241&selid=46181945>.

23. Акритов А.С., Шоршоров М.Х. О скорости роста аустенитных зерен в ОШЗ при сварке. // Сварочное производство. 1992. №2. С. 29-31.

24. Марковец М.П., Аброськин П.К. Определение прочностных характеристик металла сварных соединений по твердости // Сварочное производство. 1972. № 1. С. 5-6.

Поступила 11.06.2023; принята к публикации 05.10.2023

Информация об авторах

Молоков Константин Александрович – канд. техн. наук, доцент департамента промышленной безопасности, Политехнический институт, Дальневосточный федеральный университет (690091, Россия, г. Владивосток, ул. Суханова, 8); доцент кафедры информационных технологий и систем, Владивостокский государственный университет (690014, Россия, г. Владивосток, ул. Гоголя, 41), тел. 8(924)231 58 00, e-mail: Spektrum011277@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9764-9329>

Новиков Валерий Васильевич – канд. техн. наук, доцент департамента морской техники и транспорта, Политехнический институт, Дальневосточный федеральный университет (690091, Россия, г. Владивосток, ул. Суханова, 8), e-mail: leka1551@rambler.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5892-815X>

Мамонтов Андрей Игоревич – канд. техн. наук, доцент департамента морской техники и транспорта, Политехнический институт, Дальневосточный федеральный университет (690091, Россия, г. Владивосток, ул. Суханова, 8), e-mail: Andrew.Mamontov@outlook.com, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9350-9559>

CALCULATION METHOD FOR EVALUATING THE LIMITING STRESS AMPLITUDES OF CYCLES IN CASE OF INHOMOGENEITY OF THE STRUCTURAL AND MECHANICAL CHARACTERISTICS OF WELDED JOINTS

K.A. Molokov^{1,2}, V.V. Novikov¹, A.I. Mamontov¹

¹Far Eastern Federal University, Vladivostok, Russian Federation

²Vladivostok State University, Vladivostok, Russian Federation

Abstract: as a result of overloads under the action of an external cyclic load on structures in the area of stress concentrators, the degree of cycle asymmetry, the level of maximum stresses and deformations in areas of significant inhomogeneity, which occurs especially when welding heat-strengthened steels, increase. Taking this into account, it is important to evaluate the limiting stress amplitudes of cycles, taking into account the structural and mechanical inhomogeneity for welded joints. The assessment of such limiting stress amplitudes for acting cyclic stresses in sections of the welded joint can be performed using diagrams of limiting stress amplitudes constructed for these sections of the heat-affected zone. The proposed method for constructing diagrams of limiting stress amplitudes for zones of a welded joint has been tested numerically on ferrite-pearlitic steels (steel 10, 50, St.3sp, 22K, 15G, etc.), it is based on the use of mathematical models of classical linear and structural-mechanical fracture mechanics materials. An engineering technique for calculating the limiting stress amplitudes and constructing Hay diagrams has been developed. An analytical calculation confirmed the validity of the proposed approach, which consists in determining the endurance limits and limiting stress amplitudes under high-cycle loading in a wide range of cycle asymmetry coefficient $-1 \leq r < 1$ for steels of the ferrite-pearlitic class with a yield strength of up to 400 MPa. A block diagram of the algorithm reflecting the search for the maximum length of a microcrack consistent with the boundary condition of equality of the average stresses of the cycle to the ultimate strength of the material is presented. A characteristic feature of the technique is the possibility of calculating the limiting stress amplitudes for high values of cycle asymmetry and cycle stresses, as well as the fact that it can take into account: characteristics of the external load; structural and mechanical characteristics in the area of the heat-affected zone, depending on the selected welding mode. The proposed method allows, with an error acceptable for engineering calculations, to build Smith and Hay fatigue diagrams for the tensile region, taking into account, among other things, the average grain size of the ferrite-pearlite material in the heat-affected zone (HAZ) of the welded joint. The numerically obtained diagrams of the limiting stress amplitudes were compared with the available experimental data for the class of ferrite-pearlitic steels. The results of the agreement between the numerical and experimental data convincingly indicate the applicability of the mathematical and physical models used in this calculation method

Key words: endurance limit, ferritic-pearlitic steel, heat-affected zone, plastic deformation, crack length, limiting cycle amplitude, stress intensity factor

References

1. Makhutov N.A., Frolov K.V., Gadenin M.M. et. al. "Scientific basis for increasing low-cycle strength" ("Nauchnyye osnovy povysheniya malotsiklovoy prochnosti"), ed. by N.A. Makhutov, Moscow, Nauka, 2006, 623 p.
2. Chernyak N.I. "Mechanical properties of steel in the sphere of small plastic deformations" ("Mekhanicheskiye svoystva stali v oblasti malyykh plasticheskikh deformatsiy"), Kiev, AN USSR, 1962, 104 p.
3. Kazanov G.T., Novikov V.V., Turmov G.P. "Stress concentration and other features of the stressed state of ship hull structures" ("Kontsentratsiya napryazheniy i drugiye osobennosti napryazhennogo sostoyaniya sudovykh korpusnykh konstruksiy"), Vladivostok, DVFU, 2014, 178 p.
4. DNV GL CG-0129-2015, Fatigue assessment of ship structures, edited in October, 2015, 236 p.
5. Stephens R.I., Fatemi A., Stephens R.R., Fuchs H.O. "Metal fatigue in engineering", John Wiley&Sons, 2001, 452 p.
6. Campbell F.C. "Fatigue and Fracture: Understanding the Basics", ASM International, 2012. 525 p.
7. Correia J.A.F.O., de Jesus A.M.P., Fernandes A.A., Calçada R. (Eds.) "Mechanical Fatigue of Metals: Experimental and Simulation Perspectives. Structural Integrity 07" Springer, 2019, 386 p.
8. Maksimadzi A.I. "Strength of sea transport vessels. Issues regarding the use of high-strength steel. Prochnost' morskikh transportnykh sudov" ("Voprosy primeneniya stali povyshennoy prochnosti"), Leningrad, Sudostroyeniye, 1976, 312 p.
9. Munse W.H. "Fatigue of welded steel structures", ed. by La Motte Grover, New York, Welding Research Council, 1964, 225 p.
10. Oleynik N.V. "Endurance of machine parts" ("Vynoslivost' detaley mashin"), Kiev, Tekhnika, 1979, 200 p.
11. Matokhin G.V., Gorbachev K.P. "For an engineer on the resistance of materials to fracture: monograph" ("Inzheneru o soprotivlenii materialov razrusheniyu: monografiya"), Vladivostok, Dalnauka, 2010, 281 p.
12. Zheldubovskiy A.V., Pogrebnyak A.D., Regul'skiy M.N., Serditov A.T., Klyuchnikov Yu.V., Kondrashev P.V. "Assessment of the safety factor of machine parts subject to asymmetric loading", *East European Journal of Advanced Technologies (Vostochno-Yevropeyskiy zhurnal peredovykh tekhnologiy)*, 2013, no. 6/7 (66), pp. 8-12.
13. Molokov K.A. "Calculation of the service life of ferrite-pearlite steels and Goodman diagrams for different bases", *Research on increasing the efficiency of shipbuilding and ship repair (Issledovaniya po voprosam povysheniya effektivnosti sudostroyeniya i sudoremonta)*, Vladivostok, DVSTU, 2009, vol. 47, pp. 194-201.
14. Molokov K.A. "Assessment of the endurance of welded joints taking into account the general plastic deformation of the material in a plane stressed state", *The Bulletin of the Engineering School of Dalnevost. Federal university (Vestnik Inzhenernoy shkoly Dal'nevost. federal. un-ta)*, 2019, no. 1(38), pp. 19-26.
15. Manson S.S., Halford G.L. "Fatigue and durability of structural material", ASM International, 2006. 456 p.
16. Schijve Jaap "Fatigue of structures and materials", 2nd ed., Springer, 2009, 621 p.
17. Savkin A.N., Sedov A.A. "Damage and destruction of materials and structures under variable loading" ("Povrezhdayemost i razrusheniye materialov i konstruksiy pri peremennom nagruzhenii"), Volgograd, Volgogradskiy gosudarstvennyy tekhnicheskii universitet, 2018, 216 p.
18. Rudskoy A.I., Kolbasnikov N.G., Borovkov A.I. et. al. "Computer modeling of impact strength of structurally inhomogeneous metals", *The Scientific and Technical Papers of St. Petersburg State Polytechnic University. Science and Education (Nauchno-tekhnicheskiye vedomosti SPbGPU. Nauka i obrazovaniye)*, 2011, no. 1, pp. 226-233.
19. Molokov K.A., Slavgorodskaya A.V. "Assessment of damage to ferrite-pearlite steels during overloads", *Marine intelligent technologies (Morskiye intellektual'nyye tekhnologii)*, 2013, no. 2 (special issue), pp. 56-58.
20. Goltsev V.YU., Zelenskiy A.V., Kudryavtsev O.G., Matviyenko Yu.G. "Zones of localization of plastic deformation in pre-deformed thin-sheet plastic materials Study of the strength of materials and structures of nuclear technology" ("Zony lokalizatsii plasticheskoy deformatsii v predvaritel'no deformirovannykh tonkolistovykh plastichnykh materialakh Issledovaniye prochnosti materialov i konstruksiy atomnoy tekhniki"), Moscow, Energoatomizdat, 1984, pp. 68-73.
21. Margolin B.Z., Shevtsova V.A. "Analysis of the initiation and development of fatigue failure in pearlitic steels", *Problems of Strength (Problemy prochnosti)*, 1990, no. 4, pp. 12-21.
22. Molokov K.A. "Assessment of damage to ferrite-pearlite steels under low-cycle loading", *Innovations. Engineering and Technology: Problems, Achievements and Prospects*, proc. of the conference "Science", Komsomolsk-on-Amur, KnAGTU, 2015., pp. 126-129. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=23752241&selid=46181945>.
23. Akritov A.S., Shorshorov M.Kh. "On the growth rate of austenite grains in the weld adjacent zone during welding", *Welding production (Svarochnoye proizvodstvo)*, 1992, no. 2, pp. 29-31.
24. Markovets M.P., Abroskin P.K. "Determination of the strength characteristics of the metal of welded joints by hardness", *Welding production (Svarochnoye proizvodstvo)*, 1972, no. 1, pp. 5-6.

Submitted 11.06.2023; revised 05.10.2023

Information about the authors

Konstantin A. Molokov – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor of the Department of Industrial Safety, Polytechnic Institute, Far Eastern Federal University (8 Sukhanova str., Vladivostok 690091, Russia), Ph.D (Eng.) Associate Professor, Department of Information Technologies and Systems, Vladivostok State University (41 Gogolya str., Vladivostok 690014, Russia), tel.: 8(924)231 5800, e-mail: Spektrum011277@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9764-9329>

Valeriy V. Novikov – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor of the Department of Marine Engineering and Transport, Polytechnic Institute, Far Eastern Federal University (8 Sukhanova str., Vladivostok 690091, Russia), e-mail: leka1551@rambler.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5892-815X>

Andrey I. Mamontov – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor of the Department of Marine Engineering and Transport, Polytechnic Institute, Far Eastern Federal University (8 Sukhanova str., Vladivostok 690091, Russia), e-mail: Andrew.Mamontov@outlook.com, ORCID: 0000-0001-9350-9559

ВЛИЯНИЕ МЕТОДОВ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ОТВЕРСТИЙ В ФОРСУНКАХ НА ИХ ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

О.Н. Кириллов¹, Е.А. Рязанцева¹, В.В. Куц², А.Ю. Рязанцев¹

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²Юго-Западный государственный университет, г. Курск, Россия

Аннотация: рассмотрено назначение топливных форсунок, обеспечивающих подачу горючего и окислителя в камеру сгорания жидкостного ракетного двигателя в необходимых пропорциях. Представлены методы получения тангенциальных отверстий в форсунках жидкостных ракетных двигателей. Выполнены исследования, в том числе экспериментальные, по изучению влияния метода изготовления тангенциальных отверстий на рабочие параметры форсунок. Показано испытательное оборудование, которое применяется для подтверждения гидравлических характеристик форсунок. В результате проведенных исследований и экспериментов установлено, что получение тангенциальных отверстий механическим методом, без выполнения операции доводки, не дает возможность получения гидравлических характеристик форсунок в соответствии с требованиями нормативной документации. Электроэрозионный метод обработки непрофилированными электродами-инструментами, в виде стержня, позволяет получить необходимую точность отверстий форсунок и обладает высокой производительностью. Выполненные работы позволяют сделать вывод о том, что для достижения заданных рабочих характеристик форсунок жидкостных ракетных двигателей способ электроэрозионного изготовления отверстий в настоящее время предпочтительнее, по отношению к механическому способу их обработки. Полученные результаты могут быть использованы для изготовления деталей и сборочных единиц изделий аэрокосмической отрасли с помощью электрических методов обработки, что, в частности, расширяет область использования электроэрозионного метода обработки

Ключевые слова: форсунки, электроэрозионная обработка, гидравлические испытания, пролив форсунок, ракетный двигатель

Введение

Работа экономически устойчивого, конкурентоспособного, высокотехнологичного предприятия ракетно-космической отрасли, способного решать стратегические задачи, невозможна без широкого применения новых современных технологий.

В ракетных системах важными элементами считаются двигательные установки с жидкостными ракетными двигателями (ЖРД), обеспечивающие возможность вывода ракетносителей не только в пределах земной атмосферы, но и полеты в космическое пространство. В современной двигательной установке с ЖРД работа узлов и агрегатов взаимосвязана и представляет собой сложную систему.

Ракетные двигатели, в которых для работы используется жидкое ракетное топливо, называются жидкостными двигателями [1]. При довольно большом разнообразии схем устройства жидкостных ракетных двигателей их принцип действия единый. С помощью насосов жидкое горючее и жидкий окислитель подаются из отдельных баков на форсуночную головку, нагнетаются в камеру сгорания и смешиваются, в результате сгорания топлива образуются газообразные продукты высокой температуры. Принципиальная схема жидкостного ракетного двигателя представлена на рис. 1. После возгорания в результате преобразования под

давлением происходит превращение внутренней энергии топлива в кинетическую, возникает реактивная тяга.

Смесеобразование в камерах сгорания ракетных двигателей определяет структуру процессов горения, а также его полноту и устойчивость. Этим обусловлена актуальность многоплановых исследований процесса смесеобразования и его отдельных составляющих.

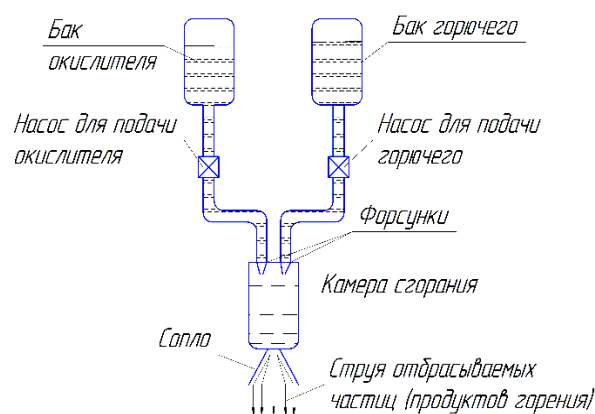


Рис. 1. Принципиальная схема жидкостного ракетного двигателя

Важным элементом жидкостных ракетных двигателей являются топливные форсунки, обеспечивающие смесеобразование горючего и окислителя, подаваемых в камеру сгорания двигателя. Каче-

ство процесса смесеобразования напрямую зависит от типа и конструкции форсунок.

Как правило, в ЖРД используют три вида форсунок: струйные, центробежные и струйно-центробежные. Через струйные форсунки жидкость подают в камеру сгорания в виде струи, распадающейся на капли. Вследствие чего получается факел распыла с малым корневым углом раскрытия и струей высокой дальности. В центробежных форсунках жидкость, движущаяся под напором давления, закручивается и за счет получаемого при этом центробежного эффекта с заданной скоростью вытекает в камеру сгорания в виде легко разрушающейся тонкой, конической пленки. В центробежно-струйных форсунках существует сплошная центральная струя и закрученный поток жидкости в сопловом отверстии, образующие полноконический факел распыла, в отличие от центробежных.

Точность геометрических размеров, взаимного расположения отверстий и качество поверхностного слоя форсунок определяют процесс распыления топлива. Для закрутки потока жидкости в смесительных головках ракетных двигателей используются тангенциальные форсунки. Ось отверстия, через которое жидкость входит в полость форсунки, перпендикулярна к оси форсунки, но не пересекается в ней. В результате чего происходит закручивание жидкости относительно оси форсунки, что позволяет равномерно распределить поток рабочей жидкости. Тангенциальные форсунки могут быть открытыми и закрытыми.

В основном отверстия в форсунках жидкостных ракетных двигателей выполняют в виде равномерно расположенных по окружности тангенциальных отверстий [2]. Примеры форсунок жидкостного ракетного двигателя различной конструкции представлены на рис. 2.



Рис. 2. Форсунки жидкостного ракетного двигателя

Основная часть

Особое внимание при изготовлении ракетной техники уделяется качеству рабочих поверхностей деталей и обеспечению точности геометрических размеров. Количество расхода жидкости, проходящей через отверстие форсунки, зависит от диаметра отверстия, а также от шероховатости внутренней

поверхности и сопрягающих кромок отверстий. Малый диаметр отверстий, составляющий порядка 0,15 мм, делает операции доводки и последующего контроля форсунок в значительной степени трудоемкими и достаточно длительными по времени.

Так как при работе двигателя форсунки испытывают воздействие больших тепловых потоков, при их изготовлении необходимо обеспечивать высокую прочность и герметичность, а также заданную точность гидравлических характеристик (расхода). Перечисленные параметры должны соответствовать значениям, заданным конструктором и изложенным в технических требованиях.

Для определения расхода и равномерности распределения жидкости по конусу распыления при заданном перепаде давления проводятся гидравлические испытания форсунок. Перепад давления определяется давлением на входе в форсунку при истечении жидкости в атмосферу. Испытания выполняются с использованием автоматических или полуавтоматических гидравлических стендов. Один из применяемых для испытаний форсунок стендов приведен на рис. 3.



Рис. 3. Стенд для испытаний форсунок:
1 – манометр; 2 – рукоятка ручного насоса; 3 – дроссель регулировки давления; 4 – бак

Исследование влияния качества получаемых отверстий на гидравлические характеристики форсунок, в зависимости от способа изготовления отверстий, является актуальной задачей в машиностроении.

Отверстия малого диаметра получают различными способами: механическим, электронно-лучевым, электроэрозионным и т.д. В данной работе выполнены теоретические и экспериментальные исследования влияния метода изготовления отверстий на рабочие параметры тангенциальных фор-

сунок. Наибольшее распространение в машиностроении при изготовлении отверстий малых диаметров в форсунках ракетных двигателей получили механический и электроэрозионный методы.

Изготовление отверстий в тангенциальных форсунках механическим методом обработки на металлообрабатывающих станках выполняется с использованием в качестве инструмента сверл с малым диаметром. У данного метода обработки есть недостатки: изготовление и заточка таких сверл значительно трудоемки, так как требуется специальное заточное оборудование. Также, при сверлении отверстий с маленькими диаметрами, возникают проблемы с выводом стружки из обрабатываемого отверстия и подводом смазочно-охлаждающей жидкости. Неминуемы заклинивания и поломки свёрл, при этом в значительной степени снижается качество поверхности изготавливаемых отверстий и увеличивается трудоемкость выполнения операций сверления.

Для изготовления отверстий малого диаметра (от 0,05 мм), особенно глубоких, применяется электроэрозионная обработка (ЭЭО). В качестве инструмента, при ЭЭО, используются непрофилированные проволочные электроды-инструменты в форме стержня. При изготовлении одного отверстия используют одиночный электрод, если необходимо получение нескольких отверстий, то используют групповые электроды, собранные и установленные в определенном порядке. Дефекты, возникающие при изготовлении электрода-инструмента: неровность формы сечения, неравномерность диаметра по длине, жесткость влияют на качество получаемых отверстий. Также на точность обработки отверстий влияет и жесткость электрода-инструмента, материал, из которого он изготавливается. Вследствие этого, при выборе применяемых для обработки непрофилированных электродов-инструментов учитываются тип операции, материал обрабатываемого изделия, требования по точности и качеству к обработанной поверхности и др. [3]. Обработка непрофилированным электродом-инструментом получает все большее распространение для изготовления изделий специальной техники [4] и дает возможность проводить производительную обработку наукоемких изделий из высокопрочных и твердых материалов с высоким качеством и точностью.

Использование автоматизированного электроэрозионного оборудования с числовым программным управлением для операций прошивки отверстий малого диаметра дает возможность получать отверстия значительно быстрее традиционных методов, а также выполнять обработку в труднодоступных местах, где получение отверстий в твердых металлах механическими способами практически невозможно. Система фильтрации рабочей жидкости и малый износ электрода-инструмента обеспечивают высокую точность и стабильность электроэрозионной обработки. В случае неэффективной эвакуации продуктов разрушения снижается произ-

водительность процесса обработки, а также происходит увеличение диаметра и конусности отверстия. Облегчить процесс удаления продуктов эрозии позволяет применение менее вязких рабочих сред. При многоэлектродной обработке увеличивается производительность процесса, однако возникают проблемы с изготовлением многоэлектродного инструмента и реализацией электроэрозионной обработки.

Получаемые при изготовлении отверстий характеристики поверхности зависят в основном от метода и режимов обработки. Качество, с которым изготовлен поверхностный слой обрабатываемого изделия, определяет работоспособность, надежность и его долговечность в эксплуатации.

Размерная обработка резанием и физико-химическими методами являются основным процессами изготовления деталей ракетной техники [6].

Применяемые способы обработки повышают эксплуатационные характеристики обрабатываемых поверхностей, но не всегда обеспечивают достижение заданных технических требований, предъявляемых к обрабатываемым изделиям [5, 7].

С целью исследования влияния способа получения тангенциальных отверстий на гидравлические характеристики форсунки изготовлен имитатор (рис. 4) с тангенциальными отверстиями $\phi 0,5^{+0,07}$. Отверстия прошивали двумя способами, получившими наибольшее распространение в машиностроении: механическим, лезвийным инструментом и электроэрозионным, непрофилированным электродом, в виде стержня.

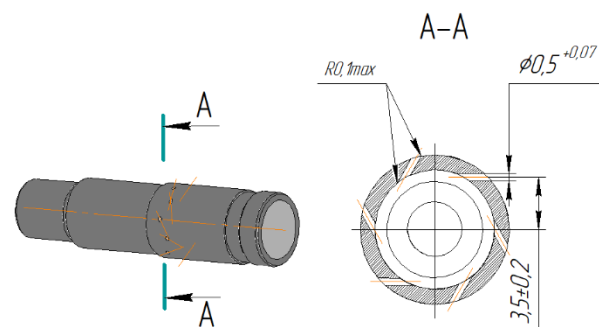


Рис. 4. Имитатор форсунки с тангенциальными отверстиями

Проверку расходных характеристик форсунок выполняют на специальном гидравлическом стенде, на котором перед форсункой выдерживают постоянное заданное давление и фиксируют средний расход жидкости, который протекает за заданный интервал времени. Стенд состоит из трех систем, связанных между собой конструктивно и функционально: пневмогидравлической, контрольно-измерительной и регулируемой энергетической. В качестве компонентов используют: рабочая жидкость – вода по ОСТ 92-0908, сжатый воздух категории 2 по ОСТ92-1577.

При испытаниях форсунок на стенде обеспечивается требуемый по нормативной документации на форсунки уровень чистоты рабочей жидкости, т.е. указываются допустимые размеры механических примесей в воде, подаваемой на вход в форсунку. Для обеспечения требований к рабочей жидкости на линии подачи воды перед входом в установку устанавливается фильтр. Свободные концы стеновых трубопроводов и технологических переходников в период между испытаниями изолируют заглушками, исключая возможность попадания в трубо-

проводы грязи и посторонних предметов. Для обеспечения безаварийного функционирования элементов автоматики стенда, первичных измерительных преобразователей сигналов измерения информации, питание электросетей оборудования производится от отдельного источника питания.

Изготовленный имитатор форсунки испытывался на специальном гидравлическом стенде. Принципиальная схема стенда для пролива форсунок представлена на рис. 5.

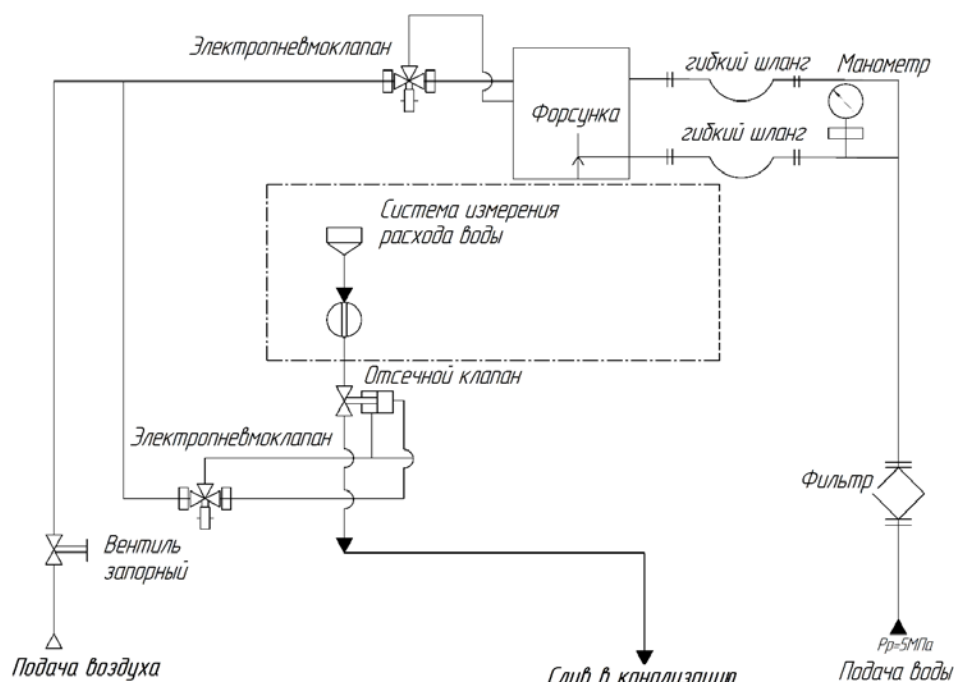


Рис. 5. Принципиальная схема стенда для пролива форсунок

Гидравлические испытания имитатора форсунки с отверстиями полученными механическим или электроэрозионным способами проводились весовым методом при перепаде давления $\Delta p = 1,86 \text{ МПа}$ ($19,0 \frac{\text{кгс}}{\text{см}^2}$). В соответствии с расчетными данными и требованиями нормативной документации расход через имитатор должен составлять $64 \pm 1 \text{ г/с}$. Результаты пролива приведены в табл. 1.

В результате пролива имитаторов форсунки с тангенциальными отверстиями, полученными сверлением, выявлены отклонения. Несоответствующие нормативной документации детали дорабатывались слесарным способом, в качестве инструмента использовалась развёртка. После доводки форсунки были повторно пролиты.

Результаты пролива форсунок представлены на рис. 6.

Таблица 1

Результаты пролива имитатора форсунки

№ п/п форсунки	Расход имитатора форсунки при изготовлении отверстий механическим методом, г/с		Расход имитатора форсунки при изготовлении отверстий электроэрозионным методом, г/с
	Без доводки	После доводки	
1	62,8	64,9	63,9
2	62,7	64,5	64,2
3	62,9	65,0	63,3
4	63,0	64,6	63,9
5	62,7	64,8	64,5
6	62,9	64,9	63,3
7	62,7	64,8	64,2
8	62,6	64,7	64,5
9	62,9	64,5	63,8
10	62,5	64,8	63,5

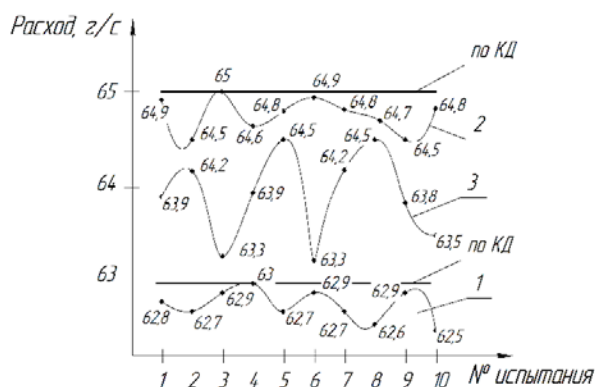


Рис. 6. Результаты пролива форсунок:

- 1 – механический метод получения отверстий, до выполнения доводки; 2 – механический метод получения отверстий, после выполнения доводки; 3 – электроэрозионный метод получения отверстий

Показатели расхода воды при проливе форсунок с тангенциальными отверстиями, полученными механическим способом обработки, показаны на графике 1 рис. 6. Значения оказались ниже заданного в нормативной документации. Потребовалась дополнительная доводка отверстий слесарным способом с целью улучшения гидравлических характеристик, а также уменьшения шероховатости поверхности отверстий и упрочнения поверхностного слоя после обработки резанием. После доработки повторные гидравлические испытания форсунок показали удовлетворительные результаты. Полученные значения представлены на графике 2 рис. 6. Исходя из проведенных исследований можно сделать вывод о том, что основным недостатком механического способа получения тангенциальных отверстий является необходимость выполнения доводки отверстий слесарным способом, что влечет за собой дополнительные трудовые и материальные затраты при изготовлении форсунок.

На графике 3 рис. 6 показаны результаты пролива имитатора форсунки с тангенциальными отверстиями, изготовленными электроэрозионным способом. Результаты пролива соответствуют требованиям нормативной документации. Отсутствие операций доводки значительно сокращает время на изготовление форсунок. Отверстия получаются с качественной шероховатостью поверхности, что способствует получению требуемых показателей расхода.

Заключение

В результате проведенных исследований и экспериментов установлено, что получение тангенциальных отверстий механическим методом, без выполнения операции доводки, не дает возможность получения гидравлических характеристик форсунок в соответствии с требованиями нормативной документации. Электроэрозионный метод обработки позволяет получить необходимую точность отверстий форсунок и обладает высокой производительностью. Выполненные работы дают возможность сделать вывод, что с целью достижения заданных рабочих характеристик форсунок жидкостных ракетных двигателей способ электроэрозионной прошивки отверстий в форсунках является более подходящим, по отношению к механическому методу их обработки лезвийным инструментом.

Литература

1. Жидкостные ракетные двигатели. Основы проектирования: учебник / М.В. Добровольский; под ред. Д.А. Ягодникова. 4-е изд., испр. М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2020. 406 с.
2. Taylor E.J., Inman M. Electrochemical Surface Finishing. The Electrochemical Society Interface. Fall (2014). Pp. 57-61.
3. Кириллов О.Н. Технология комбинированной обработки непрофилированным электродом: монография. Воронеж: ГОУВПО «Воронежский государственный технический университет», 2010. 254 с.
4. Kirillov O.N. Development of equipment for high-velocity machining by unshaped brush electrode // Voronezh State Technical University Bulletin. 2010. V.6 (1). Pp. 20-22.
5. Непрофилированный электрод-инструмент для комбинированного удаления заусенцев в местах соединения сопряженных гребенчатых поверхностей / О.Н. Кириллов, В.П. Смоленцев, Г.А. Сухочев [и др.] // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2022. Т. 18. № 5. С. 132-137.
6. Справочник по электрохимическим и электрофизическим методам обработки / Г.Л. Амитан, И.А. Байсупов, Ю.М. Барон [и др.]; под общ. ред. В.А. Волосатова. Л.: Машиностроение. 1988. С. 24-25.
7. Quality assurance of the part surface layer when drilling holes in the rocket engines filters / A.Yu. Ryazantsev, E.V. Smolentsev, V.G. Gritsyuk, A.A. Shirokzhukhova // Bulletin of the Voronezh State Technical University. 2019. V.15-№5. pp.111-117.

Поступила 20.09.2023; принята к публикации 12.10.2023

Информация об авторах

Кириллов Олег Николаевич – д-р техн. наук, профессор кафедры технологии машиностроения, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7 (473) 253-09-73, e-mail: kirillov.oli@yandex.ru

Рязанцева Елена Александровна – магистрант кафедры технологии машиностроения, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7 (908) 146-41-46, e-mail: alenkasea@ro.ru

Куц Вадим Васильевич – д-р техн. наук, доцент, профессор кафедры машиностроительных технологий и оборудования, Юго-Западный государственный университет (305000, Россия, г. Курск, ул. 50 лет Октября, 94), тел.: +7 (4712) 22-26-69, e-mail: kuc-vadim@yandex.ru

Рязанцев Александр Юрьевич – канд. техн. наук, доцент кафедры технологии машиностроения, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), тел.: +7 (904) 212-65-60, e-mail: ryazantsev86@rambler.ru

INFLUENCE OF METHODS FOR MANUFACTURING HOLES IN NOZZLES ON THEIR HYDRAULIC PARAMETERS

O.N. Kirillov¹, E.A. Ryazantseva¹, V.V. Kuts², A.Yu. Ryazantsev¹

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²South-West State University, Kursk, Russia

Abstract: the purpose of fuel injectors providing fuel and oxidizer supply to the combustion chamber of a liquid rocket engine in the required proportions is considered. Methods for obtaining tangential holes in injectors of liquid rocket engines are presented. Studies, including experimental ones, have been carried out to study the influence of the method of manufacturing tangential holes on the working parameters of injectors. The test equipment used to confirm the hydraulic characteristics of the injectors is shown. As a result of the conducted research and experiments, it was found that the mechanical method of obtaining tangential holes, without performing the finishing operation, does not make it possible to obtain the hydraulic characteristics of the injectors in accordance with the requirements of regulatory documentation. The electroerosive method of processing with non-profiled electrodes-tools, in the form of a rod, allows to obtain the necessary accuracy of the nozzle holes and has high productivity. The performed works allow us to conclude that in order to achieve the specified performance characteristics of liquid rocket engine injectors, the method of electroerosive hole manufacturing is currently preferable in relation to the mechanical method of their processing. The obtained results can be used for the manufacture of parts and assembly units of aerospace products using electrical processing methods, which, in particular, expands the scope of the use of the electroerosive processing method

Key words: nozzles, electrical discharge machining, hydraulic tests, nozzle spillage, rocket engine

References

1. Dobrovolsky M.V. "Liquid rocket engines. Fundamentals of design: textbook" ("Zhidkostnyye raketnyye dvigateli. Osnovy proyektirovaniya: uchebnyk"), ed. by D.A. Yagodnikova, 4th ed., Moscow, Izdatelstvo MGTU im. N.E. Baumana, 2020, 406 p.
2. Taylor E.J., Inman M., "Electrochemical Surface Finishing", *The Electrochemical Society Interface*, Fall, 2014, pp. 57-61.
3. Kirillov O.N. "Technology of combined processing with an unprofiled electrode: monograph" ("Tekhnologiya kombinirovannoy obrabotki neprofilirovannym elektrodom: monografiya"), Voronezh, Voronezhskiy gosudarstvennyy tekhnicheskiy universitet, 2010, 254 p.
4. Kirillov O.N. "Development of equipment for high-velocity machining by unshaped brush electrode", *Voronezh State Technical University Bulletin*, 2010, vol. 6 (1), pp.20-22.
5. Kirillov O.N., Smolentsev V.P., Sukhochev G.A. et. al. "Non-profiled electrode-tool for combined deburring at the junction of mating comb surfaces", *The Bulletin of Voronezh State Technical University*, 2022, vol. 18, no. 5, pp. 132-137. DOI 10.36622/VSTU.2022.18.5.017. – EDN EQNQCM
6. Amitan G.L., Baysupov I.A., Baron Yu.M. et. al. "Handbook of electrochemical and electrophysical processing methods and others" ("Spravochnik po elektrokhimicheskim i elektrofizicheskim metodam obrabotki"), ed. by V.A. Volosatova, Leningrad, Mashinostroyeniye, 1988, 719 p., pp 24-25.
7. Ryazantsev A.Yu., Smolentsev E.V., Gritsyuk V.G. , Shirokzhukhova A.A. "Quality assurance of the part surface layer when drilling holes in the rocket engines filters", *The Bulletin of Voronezh State Technical University*, 2019, vol.15, no. 5, pp. 111-117.

Submitted 10.10.2023; revised 12.10.2023

Information about the authors

Oleg N. Kirillov – Dr. Sc. (Technical), Professor, Department of Mechanical Engineering Technology, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7 (473) 253-09-73, e-mail: kirillov.oli@yandex.ru

Elena A. Ryazantseva - Master's Student, Department of Mechanical Engineering Technology, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7 (908) 146-41-46, e-mail: alenkasea@ro.ru

Vadim V. Kuts – Dr. Sc. (Technical), Associate Professor, Professor of the Department of Mechanical Engineering Technologies and Equipment, South-West State University (94 50 let Oktyabrya str., Kursk 305000, Russia), tel.: +7 (4712) 22-26-69, e-mail: kuc-vadim@yandex.ru

Alexander Yu. Ryazantsev – Cand. Sc. (Technical), Associate Professor of the Department of Mechanical Engineering Technology, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7 (904) 212-65-60., e-mail: ryazantsev86@rambler.ru