

**ФГБОУ ВО «ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ»**

ВЕСТНИК

**Воронежского государственного
технического университета**

Том 19 № 1 2023 г.

Основан в апреле 2000 г.

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 Ю.В. Татаренко – 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) 246-28-63

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 Yu.V. Tatarenko – 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)246-28-63

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+

СОДЕРЖАНИЕ

Информатика, вычислительная техника и управление

Две схемы иерархической идентификации квазилинейных моделей Н.М. Мишачев, А.М. Шмырин, А.П. Щербаков	7
Методика кодирования управляющих автоматов для передачи трафика в программно-конфигурируемой сети К.И. Никишин	14
Использование сверточных нейронных сетей для диагностики рака кожи А.В. Михайлусов	20

Радиотехника и связь

Применение технологии виртуальных антенных решеток для пассивных пеленгаторов беспилотных летательных аппаратов Е.А. Ищенко, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, С.М. Фёдоров, И.А. Черноиваненко ...	27
Снижение коэффициента вероятности битовых ошибок в цифровой системе связи И.В. Свиридова, М.В. Хорошайлова, В.А. Маркин	32
Дифракционные боковые лепестки в плоской антенной решетке с радиальной сеткой А.Д. Базанова, К.А. Лайко, Ю.О. Филимонова	38
Реализация полосовых фильтров на основе SIW-технологии С.И. Деревянкин, Е.А. Ищенко, А.В. Останков, С.М. Фёдоров, И.А. Черноиваненко ...	44
Расчетная оценка вероятности распознавания искаженных изображений объектов и символов В.И. Лопин, А.А. Рогозин, С.Ю. Сырбу, Г.Л. Тюрин	50
Аналитическая двумерная вероятностная модель радиосигнала Д.А. Глушков, М.Ю. Калинин, Ю.В. Литвиненко	57
Основные этапы методики обеспечения электромагнитной совместимости для подвижных объектов связи М.А. Ромащенко, Р.Г. Коновалов, М.Е. Воробьев	62
Анализ алгоритмов передачи сигналов и адаптации скорости в сетях IEEE 802.11 И.В. Свиридова, М.В. Хорошайлова, Д.В. Лялин	69
Изучение характеристик диаграмм обратного рассеяния самолетов пятого поколения А.В. Володько, Е.А. Ищенко, С.М. Фёдоров	76
Особенности применения двухчастотного приемника ГЛОНАСС в составе комплексов декаметрового радиосвязи Е.С. Косинов, М.А. Савельев, К.Ч. Колбая	82
Особенности рассмотрения электромагнитных волн в качестве рэлеевского процесса М.В. Соловьев, А.Г. Серегин, Ю.Б. Иванов	88
Алгоритм выделения пауз в речевом сигнале при интенсивных акустических воздействиях Р.С. Власов, Е.И. Сиренький, А.А. Афанасьев, А.В. Питолин	94
Снижение размерности данных в системах многоканальной пространственно-временной обработки информации А.В. Шарамет	105

Машиностроение и машиноведение

Разработка процессов и определение параметров качественной сборки в трассу элементов особотонкостенного трубопровода авиационного транспорта С.В. Егоров, С.В. Сафонов.....	113
Влияние параметров реверсивного поверхностного пластического деформирования на шероховатость упрочненных деталей С.А. Зайдес, Х.Х. Нгуен.....	120

CONTENTS

Informatics, computer engineering and control

Two schemes for hierarchical identification of quasilinear models N.M. Mishachev, A.M. Shmyrin, A.P. Shcherbakov	7
Coding methodology of control automats for traffic transmission in a software defined network K.I. Nikishin	14
Using convolutional neural networks for diagnosing skin cancer A.V. Mikhaylusov	20

Radio engineering and communication

Application of virtual array technology for passive direction finders of unmanned aerial vehicles E.A. Ishchenko, Yu.G. Pasternak, V.A. Pendyurin, S.M. Fyedorov, I.A. Chernovivanenko ...	27
Reducing the probability coefficient of bit errors in a digital communication system I.V. Sviridova, M.V. Horoshaylova, V.A. Markin	32
Diffraction side lobes in a flat antenna array with a radial grid A.D. Bazanova, K.A. Layko, Yu.O. Filimonova	38
Implementation of band-pass filters based on SIW technology S.I. Derevyankin, E.A. Ishchenko, A.V. Ostankov, S.M. Fyedorov, I.A. Chernovivanenko ...	44
Estimated probability of recognition of distorted images of objects and symbols V.I. Lopin, A.A. Rogozin, S.Yu. Syrбу, G.L. Tyurin	50
Analytical two-dimensional probabilistic radio signal model D.A. Glushkov, M.Yu. Kalinin, Yu.V. Litvinenko	57
The main stages of the method for providing electromagnetic compatibility for mobile communication objects M.A. Romashchenko, R.G. Konovalov, M.E. Vorob'yev	62
Analysis of signal transmission algorithms and speed adaptation in IEEE 802.11 networks I.V. Sviridova, M.V. Khoroshaylova, D.V. Lyalin	69
Studying the monostatic scattering characteristics of the fifth generation fighters A.V. Volod'ko, E.A. Ishchenko, S.M. Fyedorov	76
Features of application of a two-frequency GLONASS receiver as a part of decametre radio communication E.S. Kosinov, M.A. Savel'yev, K.Ch. Kolbaya	82
Features of consideration of electromagnetic waves as a Rayleigh process M.V. Solovyov, A.G. Seregin, Yu.B. Ivanov	88
Algorithm for the selection of pauses in the speech signal under intense acoustic influences R.S. Vlasov, E. I. Sirenkiy, A.A. Afanasyev, A.V. Pitolin	94
Reducing the dimension of data in multichannel spatial-temporal information processing systems A.V. Sharamet	105

Mechanical engineering and science of machines

Development of processes and determination of parameters of quality assembly in the route of elements of extra-thin-walled conduit of aviation transport S.V. Egorov, S.V. Safonov.....	113
Influence of parameters of reversible surface plastic deformation on the hardened parts roughness S.A. Zaides, H.H. Nguyen.....	120

DOI 10.36622/VSTU.2023.19.1.001

УДК 519.71

ДВЕ СХЕМЫ ИЕРАРХИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ КВАЗИЛИНЕЙНЫХ МОДЕЛЕЙ

Н.М. Мишачев, А.М. Шмырин, А.П. Щербаков

Липецкий государственный технический университет, г. Липецк, Россия

Аннотация: рассматривается задача улучшения качества аппроксимации окрестностной модели на основании анализа остаточных данных (невязок) первоначальной линейной модели и последующей иерархической идентификации дополнительных квазилинейных или квазиполиномиальных слагаемых. Изучаются две схемы иерархической идентификации. В первой схеме предполагается, что заранее задана иерархическая кластеризация или, в более общем случае, иерархическое разбиение множества кортежей входных данных. Дополнительные слагаемые уточненной кусочно-непрерывной модели соответствуют вершинам дерева иерархии. В случае иерархической кластеризации входных кортежей полученную кусочно-непрерывную модель с помощью разбиения единицы можно аппроксимировать непрерывной моделью. Во второй схеме построение иерархического разбиения входных кортежей происходит рекуррентно в процессе идентификации, а именно, элементы очередного слоя иерархии состоят из прообразов выбранных интервалов или (при наличии) кластеров множества невязок уже построенных моделей предыдущего уровня. Элементы иерархического разбиения кортежей входных данных, полученные таким образом, могут иметь достаточно сложную форму. Вторая схема имеет некоторое сходство с конструкцией интеграла Лебега. Обе схемы иерархической идентификации могут быть полезны в задачах моделирования хаотических или сильно осциллирующих зависимостей выходов от входных кортежей

Ключевые слова: остаточные данные, иерархическое разбиение, иерархическая идентификация

Введение

Окрестностной структурой, формализующей технологическую схему объекта, мы называем оргграф, оснащенный наборами данных для вершин или дуг; окрестностная модель – это система уравнений, в которой зависимости между переменными задаются окрестностной структурой (см., например, [1]).

В статье [2] была описана схема агрегирования нескольких стационарных линейных окрестностных моделей, реализованных на одной и той же окрестностной структуре, в общую квазилинейную модель.

На практике предложенная в работе [2] схема соответствует ситуации, когда моделируемый объект имеет несколько номинальных режимов (локальных мод), зависящих от кластеров данных неуправляемых входов. В этом случае линейная модель в лучшем случае может описывать только один из режимов, а универсальная полиномиальная модель, даже если она возможна, как правило, является слишком сложной для идентификации и дальнейшего использования.

Предложенная в [2] квазилинейная модель существенно проще и удобнее

полиномиальной модели, поскольку для ее синтеза достаточно иметь уже построенные линейные модели номинальных режимов и соответствующую набору этих режимов кластеризацию входных данных объекта в целом. В статье [3] эта схема была адаптирована для случая агрегирования номинальных режимов отдельных узлов окрестностной системы (микрлокальных мод), эти режимы соответствуют кластерам входных данных отдельных узлов окрестностной структуры.

В данной работе мы описываем модификацию и обобщение квазилинейной схемы из [2] в двух направлениях.

Первое направление предполагает наличие заранее заданной иерархической кластеризации или, в более общем случае, разбиения множества входных данных (объекта в целом или его отдельных узлов).

Второе направление реализует схему синтеза модели, связанную с кластеризацией множества невязок, получаемых в процессе последовательного уточнения исходной линейной модели. В этом случае вместо заранее заданной иерархической кластеризации или разбиения на множестве входных данных возникает ассоциированное (с кластеризацией невязок) иерархическое разбиение.

Вторая схема возникла, в частности, как возможный способ описания систем с

хаотическим поведением и, в том числе, систем с фрактальной структурой входных данных.

Описываемые схемы мы называем в первом случае R-схемой или схемой Римана, во втором случае L-схемой или схемой Лебега.

Названия двух рассматриваемых схем указывают на отдаленное сходство с классическими конструкциями интеграла Римана и интеграла Лебега. R-схему можно также рассматривать как иерархическое обобщение моделей типа Такаги-Сугено, см., например, [4]-[6], но при этом мы не используем язык и обозначения нечеткой логики.

Можно считать, что соответствующие нечеткой логике правила выбора кодируются иерархическим разбиением единицы в непрерывных моделях и ориентированным деревом иерархии в кусочно-непрерывных моделях.

Укажем еще на работу [7], в которой также рассматривается иерархический подход к задаче идентификации, но при этом иерархичность в [7] связана с воспроизведением в модели внутренней структуры объекта, а не со структурой данных входа и выхода, как в нашем случае.

Для упрощения обозначений везде далее мы рассматриваем случай одного узла с многомерным входом и скалярным выходом (MISO модель), при этом предлагаемые конструкции могут быть обобщены на случай моделей с многомерным выходом (MIMO – модель) и на общий случай окрестностных систем в целом.

Деревья и иерархические разбиения множеств

Деревья. Уточним некоторые определения, обозначения и соглашения, относящиеся к ориентированным графам. Вершину ориентированного графа (орграфа) мы называем *входом*, если она имеет только выходящие дуги, *узлом*, если имеются и входящие и выходящие дуги, и *выходом*, если имеются только входящие дуги. Петли орграфа являются одновременно и входящими и выходящими дугами данного узла.

Ориентированный граф без петель с одним входом, не имеющий циклов (как ориентированных, так и неориентированных), мы называем *ориентированным деревом* или просто *деревом* (обычные неориентированные

деревья нам не потребуются). Входная вершина называется *корнем* дерева. *Уровнем вершины* дерева называется длина ориентированного пути (т.е. количество последовательных дуг), соединяющего корень дерева с этой вершиной, увеличенная (для упрощения обозначений) на единицу. В частности, корень дерева согласно этому определению имеет уровень 1. *Степень ветвления* не конечной вершины (то есть корня или узла) – это количество выходящих из нее дуг.

Мы всегда предполагаем, что степень ветвления любой не конечной вершины дерева больше единицы. Выходы, то есть конечные вершины дерева, обычно называются *листьями*, но нам будет удобно сохранить для них термин *выходы*. В общем случае выходы могут иметь разные уровни в дереве. Дерево, в котором все выходы имеют один и тот же уровень k , мы называем *k-уравновешенным* деревом или, короче, *k-деревом*.

Кодирование вершин. Предполагается, что все выходящие дуги каждой вершины уровня r перенумерованы числами $i_{r+1} = 1, 2, \dots$, и потому каждая вершина уровня $k \geq 2$ кодируется последовательностью чисел $(1, i_2, \dots, i_k)$, являющихся, начиная со второго числа, номерами дуг, образующих путь из корня в данную вершину. Корень дерева является вершиной уровня 1 и имеет код (1). Кодировка вершин определяет лексикографический порядок на множествах всех вершин и, в частности, порядок на множестве всех выходов.

Дерево T , имеющее $S = S(T)$ выходов, полностью определяется набором кодов всех его выходов

$$\{I(s) = (1, i_2(s), \dots, i_{k(s)}(s)), s = 1, \dots, S\}, \quad (1)$$

где $k(s)$ - это уровень выхода с номером s . Для $r \leq k(s)$ положим

$$I_r(s) = (1, i_2(s), \dots, i_r(s)). \quad (2)$$

Таким образом $I_r(s)$ - это код r -й вершины на пути от корня к s -му выходу. В частности, $I_{k(s)}(s) = I(s)$.

Иерархические разбиения. Пусть D - произвольное множество и T - дерево с S выходами. Сюръективное отображение

$$P: D \rightarrow \{1, \dots, S\} \quad (3)$$

задает иерархическое разбиение множества D , ассоциированное с деревом T .

Пусть M – метрическое пространство и $D \subset M$ – конечное подмножество. Фиксируем на D какой-либо порядок. Обозначим через M_D множество ячеек Дирихле-Вороного с центрами в D , то есть

$$M_D = \{U(d) | d \in D\}, \quad (4)$$

где $U(d)$ состоит из всех точек множества M , для которых d является ближайшей точкой (или первой из ближайших точек) подмножества D . Тогда сюръективное отображение (3) порождает иерархическое разбиение множества M_D и, соответственно, иерархическое разбиение метрического пространства M .

Для каждой точки $x \in M$ обозначим через $d(x)$ номер ячейки Дирихле-Вороного, которой принадлежит точка x , и через $s(x) = P(d(x))$ номер выхода (дерева T), к которому относится эта ячейка.

Иерархическая кластеризация. Иерархической кластеризацией подмножества $D \subset M$ метрического пространства M называется иерархическое разбиение множества D , каким-либо образом учитывающее близость элементов (точек) D по метрике. Понятие кластеризации можно формализовать многими способами (см. [8],[9]), и общепринятого определения кластеризации в литературе не существует.

Для случая подмножеств в некоторой области U евклидова пространства \mathbb{R}^n дадим следующее определение, удобное в рамках данной статьи: мы будем называть разбиение

$$D = D_1 \cup \dots \cup D_r \quad (5)$$

множества $D \subset U \subset \mathbb{R}^n$ *выпуклой кластеризацией* множества D в области U , если существует набор непересекающихся выпуклых подмножеств $\{C(D_i)\}$ в U , каждое из которых содержит одно из подмножеств D_i .

Для любой выпуклой кластеризации существует ассоциированное разбиение единицы, образованное нормализованными гауссианами с параметрами, соответствующими эллипсоидам инерции множеств $\{C(D_i)\}$. Термин “гауссиан” мы используем в широком смысле, это может быть любая унимодальная плотность, но обычно используют плотности распределений Гаусса или Коши.

Определение выпуклой кластеризации обобщается на случай иерархической выпуклой кластеризации следующим образом: каждое выпуклое множество очередного уровня должно лежать внутри некоторого выпуклого множества предыдущего уровня.

Иерархическое разбиение единицы

Многоуровневая схема. Для кластеров первого уровня разбиение единицы строится как обычно – берутся гауссианы для каждого кластера, затем каждый из них делится на сумму остальных, получаются *нормализованные гауссианы*.

Для кластеров второго уровня разбиение единицы строится *отдельно* для каждого старшего кластера (первого уровня), то есть для каждого старшего кластера рассматриваются только младшие кластеры внутри данного старшего кластера, при этом построенное из них разбиение единицы дополнительно нормируется (умножается) на значения уже нормализованного ранее гауссиана старшего кластера. Далее процесс распространяется вниз по всей иерархии.

Одноуровневая схема. Можно рассматривать более простую одноуровневую схему, когда разбиение единицы для кластеров очередного уровня строится для всех сразу, без учета принадлежности старшим кластерам иерархии. Это означает, что при нормализации гауссиана очередного уровня он делится на сумму всех гауссианов всех кластеров данного уровня, а не на сумму гауссианов внутри старшего кластера, как в многоуровневой схеме.

R-схема иерархической идентификации квазилинейной модели

Предполагается, что уже *задано* некоторое иерархическое разбиение кортежей входных данных $D \subset \mathbb{R}^n$, кодируемое деревом T , и ассоциированное с ним иерархическое разбиение области определения $U \subset \mathbb{R}^n$ входов модели. Каждый из элементов иерархического разбиения области U состоит из многогранников Дирихле-Вороного.

На первом шаге построения модели идентифицируется линейная модель $F^1(x)$ по корневому элементу, то есть по всем данным. Для полученных остатков (невязок)

$$\hat{d}^1 = \hat{d} - F^1(d) \quad (6)$$

(где $\hat{d} \in \mathbb{R}^1$ - это значение выхода для входа $d \in \mathbb{R}^n$) идентифицируются линейные модели для каждой из вершин второго уровня и так далее. Итоговая модель может быть записана следующим образом:

$$F(x) = F^1(x) + F_{I_2}^2(x) + F_{I_3}^3(x) + \dots + F_{I_k}^k \quad (7)$$

где $k = k(s(x))$ и

$$I_2 = I_2(s(x)), I_3 = I_3(s(x)), \dots, I_k = I(s(x)) \quad (8)$$

(определение функции $s(x)$ было дано выше). Перечислим свойства модели (7):

- а) Эта модель является кусочно-непрерывной.
- б) Компактная формула (7) на самом деле скрывает внутри себя довольно сложную конструкцию, поскольку для вычисления значения $F(x)$ требуется сначала вычислить номер выхода $s(x)$. В общем случае для этого может потребоваться перебор по всем коротежам входов $D \subset \mathbb{R}^n$.
- в) Линейные корректирующие слагаемые в формуле (7) можно заменить, например, однородными полиномами второй степени для второго уровня, третьей степени для третьего уровня и так далее. В такой версии модель может рассматриваться как нелокальный иерархический аналог формулы Тейлора.
- г) При достижении желаемой точности на очередном кластере иерархии можно удалить все последующие вершины из дерева T , при этом формула (7) для модели $F(x)$ сохраняется, поскольку в этой формуле не требуется, чтобы дерево T было уравновешенным.

R-схема иерархической идентификации квазилинейной модели, случай иерархической кластеризации

Если иерархическое разбиение является выпуклой иерархической кластеризацией, то слагаемые в кусочно-непрерывной модели (*) с помощью гауссианов иерархического разбиения единицы (одноуровневого или многоуровневого) можно объединить в непрерывную модель $\tilde{F}(x)$.

Таким образом, для построения непрерывной модели $\tilde{F}(x)$ требуется предварительное вычисление гауссианов. Но далее, при использовании модели $\tilde{F}(x)$, не

требуется находить номер выхода $s(x)$, и потому объем вычислений по формуле $\tilde{F}(x)$ существенно меньше, чем в случае кусочно-непрерывной модели $F(x)$.

В качестве примера приведем формулы для $\tilde{F}(x)$ в случае, когда T – двоичное дерево с тремя уровнями. Для одноуровневой схемы получаем

$$\begin{aligned} \tilde{F}(x) = & F^1(x) + \varphi_{11}^2(x)F_{11}^2(x) + \varphi_{12}^2(x)F_{12}^2(x) \\ & + \varphi_{111}^3(x)F_{111}^3(x) + \varphi_{112}^3(x)F_{112}^3(x) + \\ & + \varphi_{121}^3(x)F_{121}^3(x) + \varphi_{122}^3(x)F_{122}^3(x), \quad (9) \end{aligned}$$

для многоуровневой схемы получаем

$$\begin{aligned} \tilde{F}(x) = & F^1(x) + \\ & + \varphi_{11}^2(x)[F_{11}^2(x) + \varphi_{111}^3(x)F_{111}^3(x) \\ & \quad + \varphi_{112}^3(x)F_{112}^3(x)] + \\ & + \varphi_{12}^2(x)[F_{12}^2(x) + \varphi_{121}^3(x)F_{121}^3(x) + \\ & \quad + \varphi_{122}^3(x)F_{122}^3(x)]. \quad (10) \end{aligned}$$

Нормализованные гауссианы φ_{1i}^2 второго уровня с одинаковыми нижними индексами в формулах (9) и (10) совпадают. Нормализованные гауссианы φ_{1ij}^3 с одинаковыми нижними индексами в формулах (9) и (10) происходят из одинаковых гауссианов, но нормализующие множители у них разные. А именно,

$$\varphi_{1ij}^3 = \frac{\bar{\varphi}_{1ij}^3}{\bar{\varphi}_{111}^3(x) + \bar{\varphi}_{112}^3(x) + \bar{\varphi}_{121}^3(x) + \bar{\varphi}_{122}^3(x)}$$

в формуле (8) и

$$\varphi_{1ij}^3 = \frac{\bar{\varphi}_{1ij}^3}{\bar{\varphi}_{1i1}^3(x) + \bar{\varphi}_{1i2}^3(x)}$$

в формуле (9). Здесь $\bar{\varphi}_{1ij}^3$ - это исходные ненормализованные гауссианы соответствующих кластеров.

L-схема иерархической идентификации квазилинейной модели

L-схема иерархической идентификации в некотором смысле имитирует конструкцию интеграла Лебега.

После построения линейной модели рассматривается кластеризация множества невязок (то есть точек на прямой). Для каждого кластера находится его прообраз в пространстве входов и идентифицируется уточняющая линейная модель второго уровня.

Далее процесс итерируется, то есть для каждой из линейных моделей последнего уровня (из уже построенных) рассматривается кластеризация невязок этой модели, прообразы в пространстве входов для каждого кластера и идентифицируются уточняющие линейные модели следующего уровня.

В этой конструкции последовательные кластеризации в пространстве значений модели (то есть на прямой) соответствуют некоторому дереву T . Заметим, что множества кластеров (на прямой) при этом *не образуют иерархии*, то есть не образует иерархического разбиения в определенном выше смысле, поскольку на каждом шаге множество невязок изменяется и кластеризации происходят каждый раз в разных множествах точек на прямой.

С другой стороны, в пространстве входных данных $D \subset \mathbb{R}^n$, очевидно, возникает *иерархическое* разбиение, образованное прообразами кластеров на прямой и кодируемое деревом T . Взаимное расположение элементов этого разбиения в $D \subset \mathbb{R}^n$ в общем случае может быть сколь угодно сложным (именно в этом проявляется аналогия с интегралом Лебега).

Формула (7) для итоговой модели вместе с расшифровкой обозначений $k = k(s(x))$ и (8) остается формально такой же, как в R-схеме, поскольку эта формула определяется, как и в R-схеме, деревом T .

L-схема иерархической идентификации квазилинейной модели с трихотомией невязок

Описанная выше конструкция предполагает существование кластеров невязок на каждом шаге аппроксимации. Если явно выраженных кластеров нет, то уточнение модели в L-схеме можно осуществить, например, следующим образом.

Выберем некоторое число ε (точность аппроксимации) и после построения линейной модели разобьем множество входных данных $D \subset \mathbb{R}^n$ по величине соответствующих невязок на три подмножества

$$\begin{aligned} D &= D_\varepsilon \cup D^- \cup D^+, \\ D_\varepsilon &= \{d \in D; |\hat{d} - F^1(d)| < \varepsilon\}, \\ D^- &= \{d \in D; \hat{d} < F^1(d) - \varepsilon\}, \\ D^+ &= \{d \in D; \hat{d} > F^1(d) + \varepsilon\}. \end{aligned} \quad (11)$$

Для множества D_ε процесс построения модели закончен (требуемая точность уже достигнута), для множеств D^- и D^+ идентифицируем уточняющие модели. Далее процесс повторяется.

Каждая не концевая вершина дерева T , соответствующего данному алгоритму, имеет три выходящие дуги, одна из которых ведет в концевую вершину, которой отвечает достижение требуемой точности модели на соответствующем элементе разбиения. В частности, в данном алгоритме дерево T не является уравновешенным (за исключением тривиального случая, когда уже на первом шаге $D = D_\varepsilon$).

Заключение

В данной статье описаны два алгоритма иерархической идентификации MISO-моделей, использующие иерархические разбиения множества входных данных. В первом алгоритме разбиение задано заранее и может, в частности, являться иерархической кластеризацией. Во втором алгоритме разбиение генерируется в процессе идентификации и может иметь произвольную сколь угодно сложную структуру.

Оба алгоритма, и большей степени второй из них, мотивированы задачей регуляризации экспериментальных данных в случае, когда их хаотичность является следствием свойств объекта (например, влиянием какой-либо фрактальности), а не обычными погрешностями эксперимента.

Предлагаемые модели занимают промежуточное положение между достаточно регулярными функциональными моделями (линейными, полиномиальными, нейросетевыми) и между моделями, кусочно-постоянными на ячейках Дирихле-Вороного (такие «нерегулярные» модели являются абсолютно точными на обучающих данных, но при этом они «переобучены» и потому, как правило, неэффективны).

Литература

1. Мишачев Н.М., Шмырин А.М., Супрунов И.И. Прямая и обратная задачи для пассивных зон конвейерной обработки протяженного объекта // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2022. Т.18. № 5. С.78-84.
2. Канюгина А.С. О задаче управления температурным режимом стадии диффузии производства

сахара // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т.15. №2. С.51-63.

3. Семина В.В. Идентификация слабосвязанных окрестностных систем // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т.15. № 2. С. 69-76.

4. Takagi T., Sugeno M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control // IEEE transactions on systems, man, and cybernetics. 1985. Vol. 15. No. 1. P. 116–132.

5. Stability analysis and Nonlinear Observer Design Using Takagi-Sugeno fuzzy Models/ Zsofi Lendek, Thierry Marie Guerra, Robert Babuska, Bart De Schutter. Springer, 2010. 196 p.

6. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации. М.: Финансы статистика, 2002. 344 с.

7. Подвальный С.Л., Васильев Е.М. Иерархическая идентификация параметров нелинейных динамических систем // Сборник трудов XIII Всероссийского совещания по проблемам управления ВСПУ-2019. М.: Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, 2019. С. 517-521.

8. Олдендерфер М.С., Блэшфилд Р.К. Факторный, дискриминантный и кластерный анализ / пер. с англ.; под ред. И.С. Енюкова. М.: Финансы и статистика, 1989. 215 с.

9. Дюран Б. Кластерный анализ. М.: Статистика, 1977. 128 с.

Поступила 07.12.2022; принята к публикации 13.02.2023

Информация об авторах

Мишачев Николай Михайлович – канд. физ.-мат. наук, доцент кафедры высшей математики, Липецкий государственный технический университет (398055, Россия, г. Липецк, ул. Московская, д. 30), e-mail: nmish52@mail.ru

Шмырин Анатолий Михайлович – д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой высшей математики, Липецкий государственный технический университет (398055, Россия, г. Липецк, ул. Московская, д.30), e-mail: amsh46@mail.ru

Щербakov Артем Петрович – старший преподаватель кафедры высшей математики, Липецкий государственный технический университет (398055, Россия, г. Липецк, ул. Московская, д.30), e-mail: 6dragon9@mail.ru

TWO SCHEMES FOR HIERARCHICAL IDENTIFICATION OF QUASILINEAR MODELS

N.M. Mishachev, A.M. Shmyrin, A.P. Shcherbakov

Lipetsk State Technical University, Lipetsk, Russia

Abstract: the problem of improving the quality of approximation of a neighborhood model based on the analysis of residual data (residuals) of the initial linear model and subsequent hierarchical identification of additional quasi-linear or quasi-polynomial terms is considered. Two schemes of hierarchical identification are studied. In the first scheme, it is assumed that hierarchical clustering (or, more generally, hierarchical partitioning) of a set of tuples of input data is pre-defined. The additional terms of the refined piecewise continuous model correspond to the vertices of the hierarchy tree. In the case of hierarchical clustering of input tuples, the resulting piecewise continuous model can be approximated by a continuous model using unit partitioning. In the second scheme, the hierarchical partitioning of input tuples occurs recursively during the identification process, namely, the elements of the next layer of the hierarchy consist of prototypes of selected intervals or (if available) clusters of a set of residuals of already constructed models of the previous level. The elements of hierarchical partitioning of tuples of input data obtained in this way can have a rather complex form. The second scheme has some similarities with the construction of the Lebesgue integral. Both hierarchical identification schemes can be useful in modeling chaotic or highly oscillating dependencies of outputs on input tuples

Key words: residual data, hierarchical partition, hierarchical identification

References

1. Mishachev N.M., Shmyrin A.M., Suprunov I.I. "Direct and inverse problems for passive zones of conveyor processing of an extended object", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2022, vol.18, no. 5, pp. 78-84.

2. Kanyugina A.S. «On the problem of controlling the temperature regime of the diffusion stage of sugar production », *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2019, vol.15, no. 2. pp.51-63.

3. Semina V.V. "Identification of weakly connected neighborhood systems", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2019, vol.15, no. 2. S. 69-76.

4. Takagi T., Sugeno M. "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and contro", *IEEE transactions on systems, man, and cybernetics*, 1985, vol. 15, no. 1, pp. 116–132.

5. Lendek Z., Guerra T. M., Babuska R., Schutter B. "Stability analysis and nonlinear observer design using Takagi-Sugeno fuzzy models", *Springer*, 2010, 196 p.

6. Osovsky S. "Neural networks for information processing", Moscow: Finansy i statistika, 2002, 344 p.

7. Podvalny S.L., Vasiliev E.M. "Hierarchical identification of nonlinear dynamic systems parameters", proc. of the XIII All-Russian meeting on control problems. Institute of Management Problems RAS, 2019, pp. 517-521.

8. Oldenderfer M.S., Blashfield R.K. "Factor, discriminant and cluster analysis": trans. from English, ed. by I.S. Enyukova, Moscow: Finansy i statistika, 1989, 215 p.
9. Duran B. "Cluster analysis", Moscow: Statistika, 1977, 128 p.

Submitted 07.12.2022; revised 13.02.2023

Information about the authors

Nikolay M. Mishachev, Cand. Sc. (Phys. and Math), Associate Professor, Department of Higher Mathematics, Lipetsk State Technical University (30 Moskovskaya str., Lipetsk 398055, Russia), e-mail: nmish52@mail.ru

Anatoliy M. Shmyrin, Dr. Sc. (Technical), Professor, Head of the Higher Mathematics Department, Lipetsk State Technical University (30 Moskovskaya str., Lipetsk 398055, Russia), e-mail: amsh46@mail.ru

Artem P. Shcherbakov, Assistant Professor, Department of Higher Mathematics, Lipetsk State Technical University (30 Moskovskaya str., Lipetsk 398055, Russia), e-mail: 6dragon9@mail.ru

МЕТОДИКА КОДИРОВАНИЯ УПРАВЛЯЮЩИХ АВТОМАТОВ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ТРАФИКА В ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОЙ СЕТИ

К.И. Никишин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Аннотация: программно-конфигурируемые сети (ПКС) – новая парадигма в области сетевых телекоммуникаций. Отличием от классических сетей является то, что с инфраструктурным уровнем взаимодействует контроллер ПКС на уровне управления. Однако классический метод передачи разнородного трафика на основе протокола OpenFlow имеет ряд недостатков. Для устранения недостатков передачи трафика направлены новые методы передачи трафика, методика комплексного контроля передачи трафика, методика кодирования управляющих автоматов для передачи трафика в ПКС. Методика кодирования управляющих автоматов основывается на цифровых автоматах Мура и алгоритмах ранней диагностики потерь трафика реального времени при передаче разнородного трафика в коммутаторе OpenFlow и передачи трафика реального времени с использованием планировщика и функцией контроля доставки в ПКС. Разработаны управляющие автоматы в соответствии с методикой и цифровыми автоматами Мура. Проведено моделирование работы управляющих автоматов на ПЛИС семейства Spartan 6 с помощью временных диаграмм. Оценены аппаратные затраты на ПЛИС управляющих автоматов. Спроектированные управляющие автоматы могут войти в состав телекоммуникационного оборудования, контроллеров или коммутаторов OpenFlow по средствам ПЛИС или ASIC для контроля и передачи трафика в ПКС с помощью управляющих сигналов и команд

Ключевые слова: программно-конфигурируемая сеть, OpenFlow, разнородный трафик, цифровые автоматы, сети Петри, управляющий автомат, ПЛИС

Введение

Программно-конфигурируемые сети (ПКС) – новая парадигма в области сетевых телекоммуникаций [1-2]. Основной отличительной особенностью от классической сети Ethernet [3] с поддержкой «качества обслуживания» [4] является то, что с инфраструктурным уровнем взаимодействует контроллер ПКС на уровне управления. Таким образом, контроллер ПКС является важной частью в сети [5].

В ПКС основным протоколом является OpenFlow, протокол позволяет обрабатывать разнородный трафик и управлять им [6-7]. Однако классический метод передачи разнородного трафика на основе протокола OpenFlow имеет ряд недостатков, более подробно недостатки передачи разнородного трафика описаны в статье [8]. Рассмотрим некоторые из этих недостатков.

К первому недостатку можно отнести отсутствие быстрой передачи разнородного трафика, поскольку тратятся значительные временные и аппаратные ресурсы для поиска таймаутов потока.

Следующим недостатком является то, что отсутствует контроль функций доставки трафика на входных портах коммутаторов OpenFlow. Из-за этого затруднительно определить доставку трафика реального времени получателю в необходимые моменты времени.

В связи с этими недостатками автором статьи были предложены и разработаны новые методы передачи и контроля трафика в ПКС. Разработан метод ранней диагностики потерь трафика реального времени при передаче разнородного трафика в коммутаторе OpenFlow (метод 1) [8]. Метод 2 заключается в передаче трафика реального времени с использованием планировщика и функцией контроля доставки в ПКС.

Описание методики

Автором статьи была разработана и описана методика комплексного контроля передачи трафика в ПКС. Данная методика основывается на новых методах передачи трафика, таких как метод ранней диагностики потерь трафика реального времени при передаче разнородного трафика в коммутаторе OpenFlow и метод передачи трафика реального времени с использованием планировщика и функцией контроля доставки в ПКС.

При этом администратор сети ПКС может настроить требуемый метод передачи трафика с его контролем в ПКС или автоматически устанавливает соответствующий контроль аппаратура сети. То есть, возможен выбор одного из методов передачи трафика в ПКС. Передаваемый трафик также проверялся на валидацию в соответствии с сетевыми стандартами при помощи специально разработанного программного обеспечения [9].

Кроме этого возможен комплексный контроль передачи трафика в ПКС, тогда предложенные методы включаются последовательно в работе ПКС.

На основе предложенной методики были разработаны цифровые автоматы Мура, описаны с помощью систем канонических уравнений и выходных функций, построены различные таблицы переходов состояний цифровых автоматов.

Формализация алгоритмов и методики передачи трафика в ПКС в виде цифровых автоматов связана с тем, что цифровые автоматы являются промежуточным звеном для исследования алгоритмов с помощью имитационного моделирования (OMNET++, CPN Tools, Cisco Packet Tracer [10]). От цифровых автоматов можно перейти к сетям Петри.

В качестве среды имитационного моделирования выбран пакет моделирования CPN Tools [11]. CPN Tools обладает всеми преимуществами аппарата сетей Петри, позволяет строить различные виды сетей Петри.

Пакет CPN Tools наилучшим образом подходит для исследования компьютерных сетей, их критериев, метрик и задержки в сети. Он обладает максимальной производительностью по исследованию новых методов и алгоритмов в компьютерных сетях.

Но описанной формализации на цифровых автоматах и моделирования передачи трафика в ПКС на основе сетей Петри было недостаточно. Возникла необходимость спроектировать управляющие автоматы на основе заявленных методов и методики передачи трафика в ПКС.

В аппаратном обеспечении, микропроцессорах разделяют управляющие и операционные автоматы. Операционный автомат исполняет определённую команду или операцию.

Основную роль выполняет управляющий автомат, который посылает соответствующие команды, синхросигналы для исполнения в

оборудовании. Поэтому управляющие автоматы должны быть разработаны к привязке к конечному оборудованию, аппаратуре.

Язык описания схем VHDL позволяет осуществить кодирование управляющих автоматов на ПЛИС типа FPGA. Таким образом, работу управляющих автоматов можно проверить на реальном оборудовании ПЛИС и получить необходимые результаты. В качестве примера было выбрано современное семейство ПЛИС Spartan 6, можно проектировать управляющие автоматы и на более поздних семействах ПЛИС.

Рассмотрим методику кодирования управляющих автоматов для передачи трафика в ПКС. Методика состоит из нескольких этапов.

Этап 1 - на основе методики комплексного контроля и методов передачи трафика получаем цифровые автоматы Мура с заданным количеством состояний. Получили прямые таблицы переходов состояний цифровых автоматов.

Этап 2 - кодируем в соответствии с прямой таблицей переходов текущие и следующие состояния, входные сигналы.

Этап 3 - устанавливаем временные задержки для формирования и смены состояний цифрового автомата. Производим моделирование управляющего автомата, получаем временные диаграммы работы управляющего автомата.

Этап 4 - проверяем работу управляющего автомата на ПЛИС с помощью временных диаграмм. Сравниваем значения, полученные на временных диаграммах с разработанной прямой таблицей переходов. В случае отклонения от работы цифрового автомата - необходимость скорректировать кодированием управляющего автомата и вернуться к этапу 2.

Этап 5 - спроектированные управляющие автоматы могут войти в состав телекоммуникационного оборудования, контроллеров или коммутаторов OpenFlow по средствам ПЛИС или ASIC для контроля и передачи трафика в ПКС с помощью управляющих сигналов и команд.

Проектирование управляющих автоматов на ПЛИС

Рассмотрим цифровой автомат Мура, который соответствует методу ранней диагностики потерь трафика реального времени и представлен на рис. 1. У цифрового автомата

имеются состояния ($a_1 - a_8$), входной сигнал (переходы $z_1 - z_4$), выходной сигнал ($w_1 - w_8$), безусловные переходы обозначаются «1».

Для полученного цифрового автомата Мура напишем систему канонических уравнений (СКУ) и систему выходных функций (СВФ). СКУ является аналитической

интерпретацией таблиц переходов автоматов и определяет функции переходов цифрового автомата. СВФ является аналитической интерпретацией таблиц выходов автоматов и определяет функции выходов цифрового автомата.

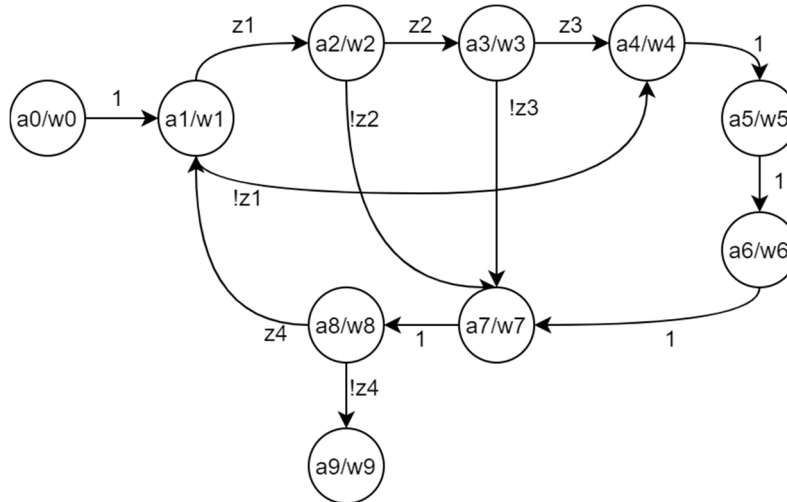


Рис. 1. Граф цифрового автомата Мура

СКУ:

$$\begin{aligned}
 a_1(t+1) &= a_7z_4; \\
 a_2(t+1) &= a_1z_1; \\
 a_3(t+1) &= a_2z_2; \\
 a_4(t+1) &= a_3z_3 \vee a_1(!z_1) \\
 a_5(t+1) &= a_4 \\
 a_6(t+1) &= a_5 \\
 a_7(t+1) &= a_6 \vee a_3(!z_3) \vee a_2(!z_2) \\
 a_8(t+1) &= a_7 \\
 a_9(t+1) &= a_8
 \end{aligned}$$

СВФ:

$$\begin{aligned}
 w_1(t) &= a_1 \\
 w_2(t) &= a_2 \\
 w_3(t) &= a_3 \\
 w_4(t) &= a_4 \\
 w_5(t) &= a_5 \\
 w_6(t) &= a_6 \\
 w_7(t) &= a_7 \\
 w_8(t) &= a_8 \\
 w_9(t) &= a_9
 \end{aligned}$$

Построили прямую таблицу переходов состояний цифрового автомата. Схема работы управляющего автомата заключается в том, что на свой вход поступает код текущего состояния

цифрового автомата (state) и внешний сигнал (z). На выходе управляющего автомата получаем код следующего состояния (next_state). Кроме этого входящими сигналами являются синхросигнал и сигнал сброса.

Для описания состояний цифрового автомата необходимо использовать перечисляемый тип. Для этого описывается тип (state_values), значениями которого являются состояния цифрового автомата. Внутренний сигнал (state) будет иметь этот перечисляемый тип, в котором и сохраняются текущие состояния автомата. Их описание представлено ниже.

```

type state_values is (s0, s1, s2, s3,
s4,s5,s6,s7,s8,s9);

```

```

signal state, next_state: state_values;

```

Если поступает сигнал сброса, то управляющий автомат находится в начальном состоянии, т.е. S0. При наступлении нарастающего фронта синхросигнала происходит изменение состояний управляющего автомата.

Для описания логики переходов цифрового автомата используется оператор case. Логика программируется в соответствии с таблицей переходов состояний цифрового автомата. При этом в зависимости от входящего сигнала автомат будет находиться в

различных состояниях. Пример описания переходов состояния управляющего автомата представлен ниже.

```
process (state, z)
begin
    case state is when s0 =>
        out1 <="0000";
        if z ="01" then next_state <= s1; end if;
    ...
end process;
```

Для проверки работы разработанного управляющего автомата необходимо разработать файл на языке VHDL для моделирования ПЛИС и получения временных диаграмм. В этом файле устанавливаются временные задержки для формирования и

смены состояний цифрового автомата и вся основная реакция управляющего автомата на входные сигналы. Фрагмент кода представлен ниже.

```
stim_proc: process
begin
    rst<='1'; wait for 25 ns;
    rst<='0'; wait for 25 ns;
    z<="01"; wait for 25 ns;
    z<="11"; wait for 25 ns;
end process;
```

Временная диаграмма работы управляющего автомата метода 1 представлена на рис. 2.

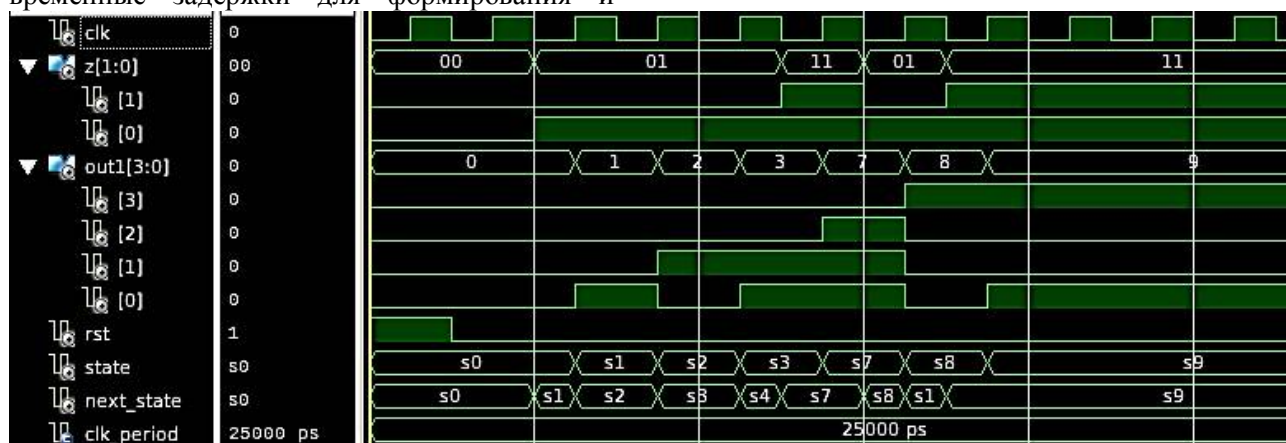


Рис. 2. Временная диаграмма работы управляющего автомата метода 1

Затраты ПЛИС управляющего автомата представлены в отчете ниже, показан процент занятых регистров, триггеров и логических таблиц.

Количество используемых регистров: 8 из 54,576 1%

Количество используемых триггеров: 4

Количество используемых логических таблиц: 4 из 27,288 1%

Аналогичным образом для метода 2 передачи трафика реального времени с использованием планировщика и функцией контроля доставки в ПКС был разработан цифровой автомат Мура, СКУ, СВФ, таблица переходов состояний.

С помощью разработанной методики кодирования аналогичным образом был разработан управляющий автомат. Данный управляющий автомат состоит из большего количества состояний и входных сигналов. Поэтому будет показана только временная диаграмма работы управляющего автомата метода 2 на рис. 3.

Затраты ПЛИС управляющего автомата представлены в отчете ниже, показан процент занятых регистров, триггеров и логических таблиц.

Количество используемых регистров: 10 из 54,576 1%

Количество используемых триггеров: 5

Количество используемых логических таблиц: 19 из 27,288 1%

Отличие данной статьи от предыдущих работ автора заключается в том, что разработана методика кодирования управляющих автоматов для передачи трафика в ПКС, состоящая из нескольких этапов и основанная на предложенных автором методах передачи трафика в ПКС. С помощью данной методики были спроектированы цифровые автоматы Мура, системы канонических уравнений и выходных функций. Разработанные управляющие автоматы позволили выполнить синтез цифровых автоматов и методики в составе реального оборудования на ПЛИС, которое в дальнейшем

может являться частью в составе контроллеров

или коммутаторов OpenFlow ПКС.

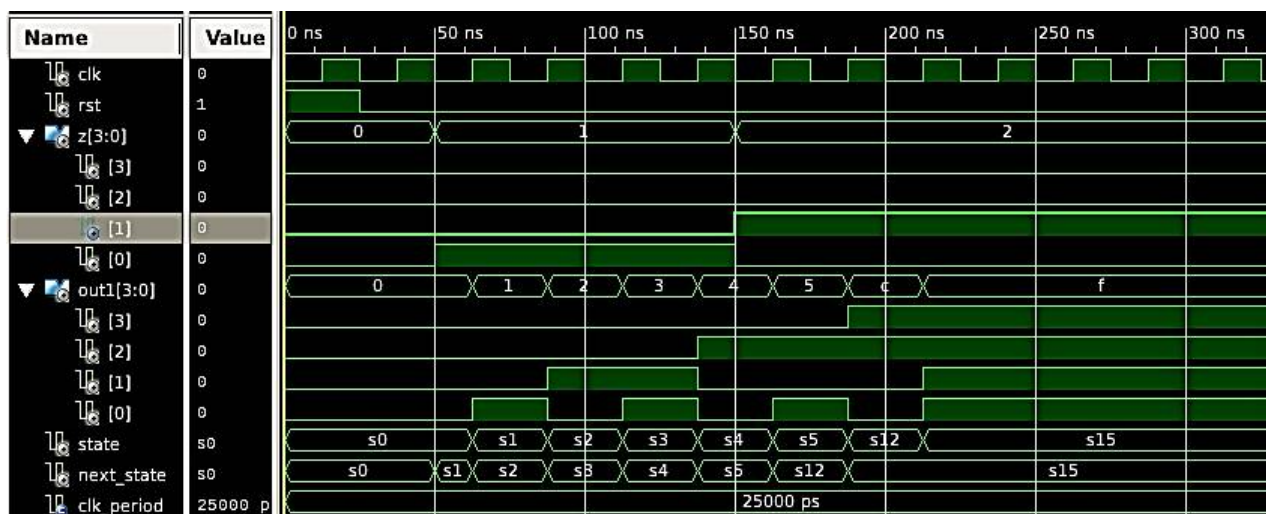


Рис. 3. Временная диаграмма работы управляющего автомата метода 2

Заключение

Описана методика кодирования управляющих автоматов для передачи трафика в ПКС. Методика кодирования управляющих автоматов основывается на цифровых автоматах Мура и алгоритмах ранней диагностики потерь трафика реального времени при передаче разнородного трафика в коммутаторе OpenFlow и передаче трафика реального времени с использованием планировщика и функцией контроля доставки в ПКС.

Разработаны управляющие автоматы в соответствии с методикой и цифровыми автоматами Мура. Проведено моделирование работы управляющих автоматов на ПЛИС семейства Spartan 6 с помощью временных диаграмм. Оценены аппаратные затраты на ПЛИС управляющих автоматов.

Спроектированные управляющие автоматы могут войти в состав телекоммуникационного оборудования, контроллеров или коммутаторов OpenFlow по средствам ПЛИС или ASIC для контроля и передачи трафика в ПКС с помощью управляющих сигналов и команд.

Литература

1. McKeown N., Anderson T., Balakrishnan H. Openflow: enabling innovation in campus networks // ACM SIGCOMM Computer Communication Review. 2008. Vol. 38. No. 2. pp. 69–74.
2. Advanced study of SDN/OpenFlow controllers/ A. Shalimov, D. Zuikov, D. Zimarina, V. Pashkov, R.

Smeliansky // Proceedings of the 9th Central & Eastern European Software Engineering Conference in Russia. ACM. Moscow, 2013. pp. 1–6. DOI - 10.1145/2556610.2556621.

3. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. 4-е изд. СПб.: Питер, 2010. 943 с.

4. Karakus M., Durresi A. Quality of service (QoS) in software defined networking (SDN): A survey // Journal of Network and Computer Applications. 2017. Vol. 80. pp. 200–218.

5. Maniu R. and Dumitru L.A. Exploring the possibilities of a self-regulating SDN controller // Scientific Bulletin «Mircea cel Batran» Naval Academy. 2015. Vol. 18. No. 1. pp. 58–61.

6. Maturing of OpenFlow and Software-Defined Networking Through Deployments/ M. Kobayashi, S. Seetharaman, G. Parulkar, G. Appenzeller, J. Little, J. Van Reijendam, N. McKeown // Computer Networks. 2014. Vol. 61. pp. 151–175.

7. Перепелкин Д.А., Бышов В.С. Балансировка потоков данных в программно-конфигурируемых сетях с обеспечением качества обслуживания сетевых сервисов // Радиотехника. 2016. № 11. С. 111–119.

8. Никишин К.И. Моделирование метода ранней диагностики потерь трафика реального времени в программно-конфигурируемых сетях на основе аппарата сетей Петри // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2022. № 2 (54). С. 47–60. DOI - 10.25686/2306-2819.2022.2.4.

9. Никишин К.И. Разработка программного обеспечения для валидации сетевых стандартов // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2022. Т. 18. № 6. С. 62–67. DOI – 10.36622/VSTU.2022.18.6.008.

10. Никишин К.И. Исследование передачи трафика в программно-конфигурируемой сети с использованием Cisco Packet Tracer // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2022. Т. 18. № 5. С. 85–90. DOI – 10.36622/VSTU.2022.18.5.011.

11. Jensen K., Kristensen L.M. Coloured Petri Nets. Springer, 2009. 384 p.
Modelling and Validation of Concurrent Systems. Berlin:

Поступила 10.01.2023; принята к публикации 13.02.2023

Информация об авторах

Никишин Кирилл Игоревич – канд. техн. наук, доцент кафедры вычислительной техники, Пензенский государственный университет (440026, Россия, г. Пенза, ул. Красная, д. 40), e-mail: nkipnz@mail.ru

CODING METHODOLOGY OF CONTROL AUTOMATS FOR TRAFFIC TRANSMISSION IN A SOFTWARE DEFINED NETWORK

K.I. Nikishin

Penza State University, Penza, Russia

Abstract: software defined networks (SDN) are a new paradigm in the field of network telecommunications. The difference from classical networks is that the control panel controller interacts with the infrastructure layer at the control level. However, the classical method of transmitting heterogeneous traffic based on the OpenFlow protocol has a number of disadvantages. In order to eliminate the disadvantages of traffic transmission, new methods of traffic transmission, the methodology of complex control of traffic transmission in SDN, the coding methodology of control automats for traffic transmission in SDN have been directed. The coding methodology of control automats is based on Moore digital automats and algorithms for early diagnosis of real-time traffic losses during the transmission of heterogeneous traffic in the OpenFlow switch and the transmission of real-time traffic using a scheduler and a delivery control function in SDN. Control automats have been developed in accordance with the methodology and Moore's digital automats. The modelling of work of control automats on FPGAs of the Spartan 6 family using time diagrams is carried out. Hardware costs for FPGA control automats are estimated. The designed control automats can be part of telecommunications equipment, controllers or OpenFlow switches by means of a designed FPGA or ASIC for monitoring and transmitting traffic to the control system by means of control signals and commands

Key words: software defined network, OpenFlow, heterogeneous traffic, digital automata, Petri nets, control automat, FPGA

References

1. McKeown N., Anderson T., Balakrishnan H. "Openflow: enabling innovation in campus networks", *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, 2008, vol. 38, no. 2, pp. 69–74.
2. Shalimov A., Zuikov D., Zimarina D., Pashkov V., Smeliansky R. "Advanced study of SDN/OpenFlow controllers", *Proc. of the 9th Central & Eastern European Software Engineering Conf. in Russia. ACM*, Moscow, 2013, pp. 1–6. DOI - 10.1145/2556610.2556621.
3. Olifer V.G., Olifer N.A. "Computer networks. Principles, technologies, protocols" ("Komp'yuternye seti. Printsipy, tekhnologii, protokoly"), St. Petersburg: Piter, 2010, 943 p.
4. Karakus M., Durresi A. "Quality of service (QoS) in software defined networking (SDN)", a survey, *Journal of Network and Computer Applications*, 2017, vol. 80, pp. 200–218.
5. Maniu R., Dumitru L.A. "Exploring the possibilities of a self-regulating SDN controller", *Scientific Bulletin «Mircea cel Batran» Naval Academy*, 2015, vol. 18, no. 1, pp. 58–61.
6. Kobayashi M., Seetharaman S., Parulkar G., Appenzeller G., Little J., Van Reijendam J., McKeown N. "Maturing of OpenFlow and Software-Defined Networking Through Deployments", *Computer Networks*, 2014, vol. 61, pp. 151–175.
7. Perepelkin D.A., Byshov V.S. "Balancing data flows in software-defined networks with ensuring the quality of service of network services", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2016, no. 11, pp. 111–119.
8. Nikishin K.I. "Modeling a method for early diagnosis of real-time traffic losses in software-defined networks based on the apparatus of Petri nets", *Bulletin of Volga State Technological University (Vestnik Povolzhskogo gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta)*, 2022, no. 2 (54), pp. 47–60. DOI - 10.25686/2306-2819.2022.2.4.
9. Nikishin K.I. "Development of software for validation of network standards", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2022, vol. 18, no. 6, pp. 62–67. DOI – 10.36622/VSTU.2022.18.6.008.
10. Nikishin K.I. "Investigation of traffic transmission in a software-defined network using Cisco Packet Tracer", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2022, vol. 18, no. 5, pp. 85–90. DOI – 10.36622/VSTU.2022.18.5.011.
11. Jensen K., Kristensen L.M. "Coloured Petri Nets. Modelling and Validation of Concurrent Systems", Berlin: Springer, 2009, 384 p.

Submitted 10.01.2023; revised 13.02.2023

Information about the authors

Kirill I. Nikishin, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Penza State University (40 Krasnaya str., Penza 440026, Russia), e-mail: nkipnz@mail.ru

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ РАКА КОЖИ

А.В. Михайлулов

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: в ходе исследования продемонстрирована возможность классификации изображений кожных образований, полученных с помощью дерматоскопии, с целью последующей диагностики рака кожи и других смежных поражений кожи. Задача классификации решалась с помощью аппарата сверточных искусственных нейронных сетей (CNN) с применением слоев субдискретизации. Показана структура исходной обучающей выборки, произведена подготовка изображений для последующего обучения модели. Весь набор имеющихся обучающих данных был разделён на тестовую и обучающую выборки. Приведены основные преимущества применения сверточных искусственных нейронных сетей в раках решения задачи классификации изображений, а также описаны способы оптимизации модели для уменьшения ресурсоемкости процесса обучения. Описаны основные параметры архитектуры разработанной искусственной нейронной сети, одна часть которых была настроена стандартным значением, а другая часть подбиралась экспериментально в ходе исследования для получения оптимальной модели, которая давала достаточную точность классификации и обладала приемлемой ресурсоемкостью. Проведен анализ качества работы модели в зависимости от различных настроек архитектуры модели и представлен конечный вариант архитектуры сети. Приведен график точности классификации конечной версии модели

Ключевые слова: сверточная нейронная сеть, классификация, машинное обучение, глубокое обучение, диагностика

Введение

Стремительное развитие машинного обучения в последние годы вызвано ростом доступности вычислительных мощностей, а также развитием алгоритмической базы в сфере искусственных нейронных сетей (ИНС).

Алгоритмы машинного обучения применяются в таких сферах, как медицина, геология, автоматизация, социология, управление, ядерная физика, экономика и др.

Особенно перспективным является направление алгоритмов глубокого обучения. Они способны решать большой спектр задач:

- проблемы кластеризации и классификации;
- регрессионные задачи;
- задачи уменьшения размерности;
- задачи обнаружения аномалий.

Одной из основных сфер применения ИНС является задача классификации изображений, так как классические детерминированные алгоритмы (например, метод k -ближайших соседей [1]) плохо работают с распознаванием объектов на изображениях с большой вариативностью (исследуемый объект занимает

различную площадь изображения, отображается с различных ракурсов и т.д.).

Поэтому в работе задача диагностики рака кожи по изображениям решалась с помощью аппарата искусственных нейронных сетей.

Обычно, когда решается вопрос классификации объектов на изображениях, применяются два типа нейронных сетей [2]:

1) стандартные сети прямого распространения;

2) сверточные нейронные сети (СНС).

Архитектура сетей прямого распространения имеет некоторые особенности, которые снижают качество классификации, когда рядом с исследуемым объектом присутствуют другие объекты, не подлежащие анализу, перегрузка сети не позволит произвести качественное распознавание [3].

СНС основаны на операции свертки, т.е. они реализуют частичную обработку изображения. При этом размер изображения становится меньше (что делает сеть более производительной), но исходное качество изображения не ухудшается, а лишь фиксируются самые важные признаки.

При работе сеть генерирует карту признаков, которая имеет отличия от исходного изображения. Карты признаков помогают

определять конкретные признаки объекта и отсеивать различные варианты.

Постановка задачи

Требуется разработать модель, которая позволит при подаче на ее вход изображения присваивать ему метку, которая будет соответствовать одному из типов кожных образований.

Для оценки качества работы модели была выбрана метрика «точность предсказания». Точность предсказания определяется процентным соотношением правильных меток к общему числу тестовых изображений.

При этом тестовая выборка формируется случайным образом из исходного набора размеченных изображений.

Набор данных для обучения ИНС был создан организацией the International Skin Imaging Collaboration (ISIC) [4], которая использовала изображения, предоставленные следующими организациями: Клиническая больница Барселоны, Медицинский университет Вены, Мемориальный онкологический центр имени Слоана Кеттеринга, Институт меланомы Австралии, Университет Квинсленда и Афинский университет.

Предварительная обработка данных

Исходные данные представляют собой десять тысяч изображений образований на коже человека, сделанных с помощью дерматоскопа.

Базовое разрешение изображений составляло 600 x 450 пикселей. Это достаточно большое разрешение, поэтому было проведено предварительное уменьшение разрешения изображений до 75 x 100 пикселей. Это позволило снизить ресурсоемкость модели.

Количество каждого типа изображений по категориям

Тип образования	Количество образцов
Melanocytic nevi	6705
Melanoma	1113
Benign keratosis-like lesions	1099
Basal cell carcinoma	514
Actinic keratoses	327
Vascular lesions	142
Dermatofibroma	115

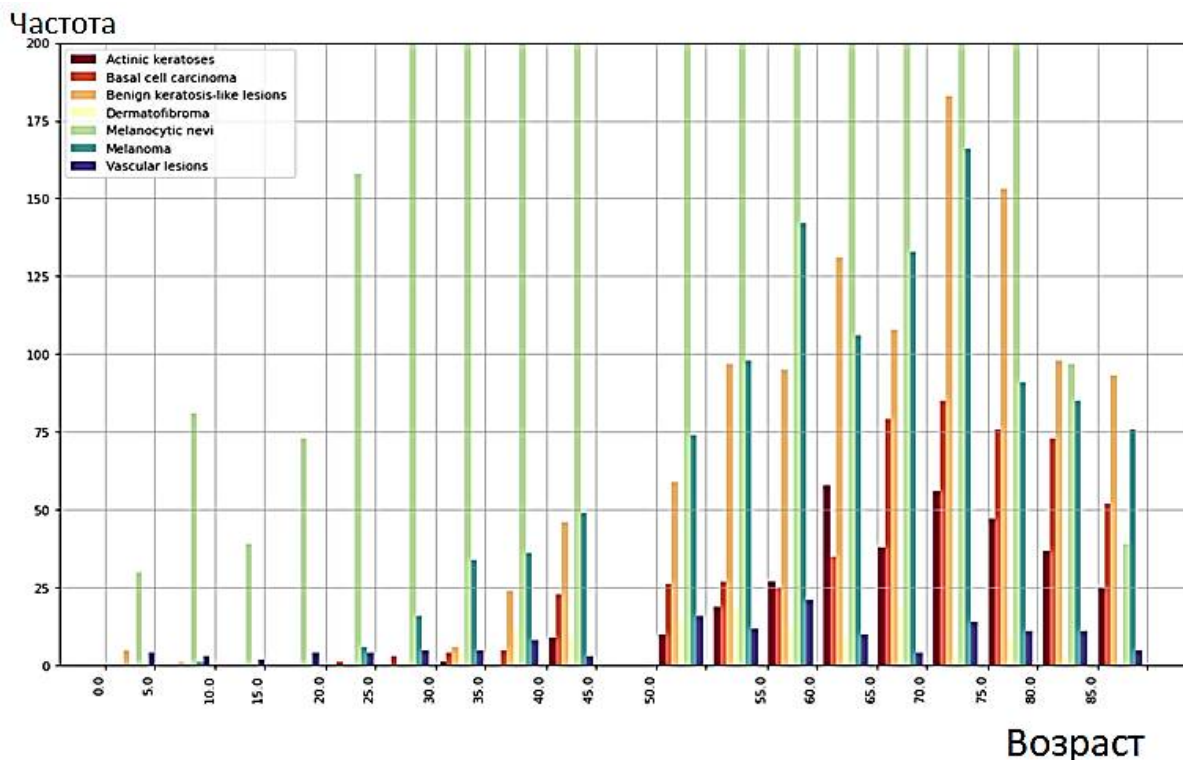


Рис. 1. Гистограмма распределения типов образований по возрастным группам

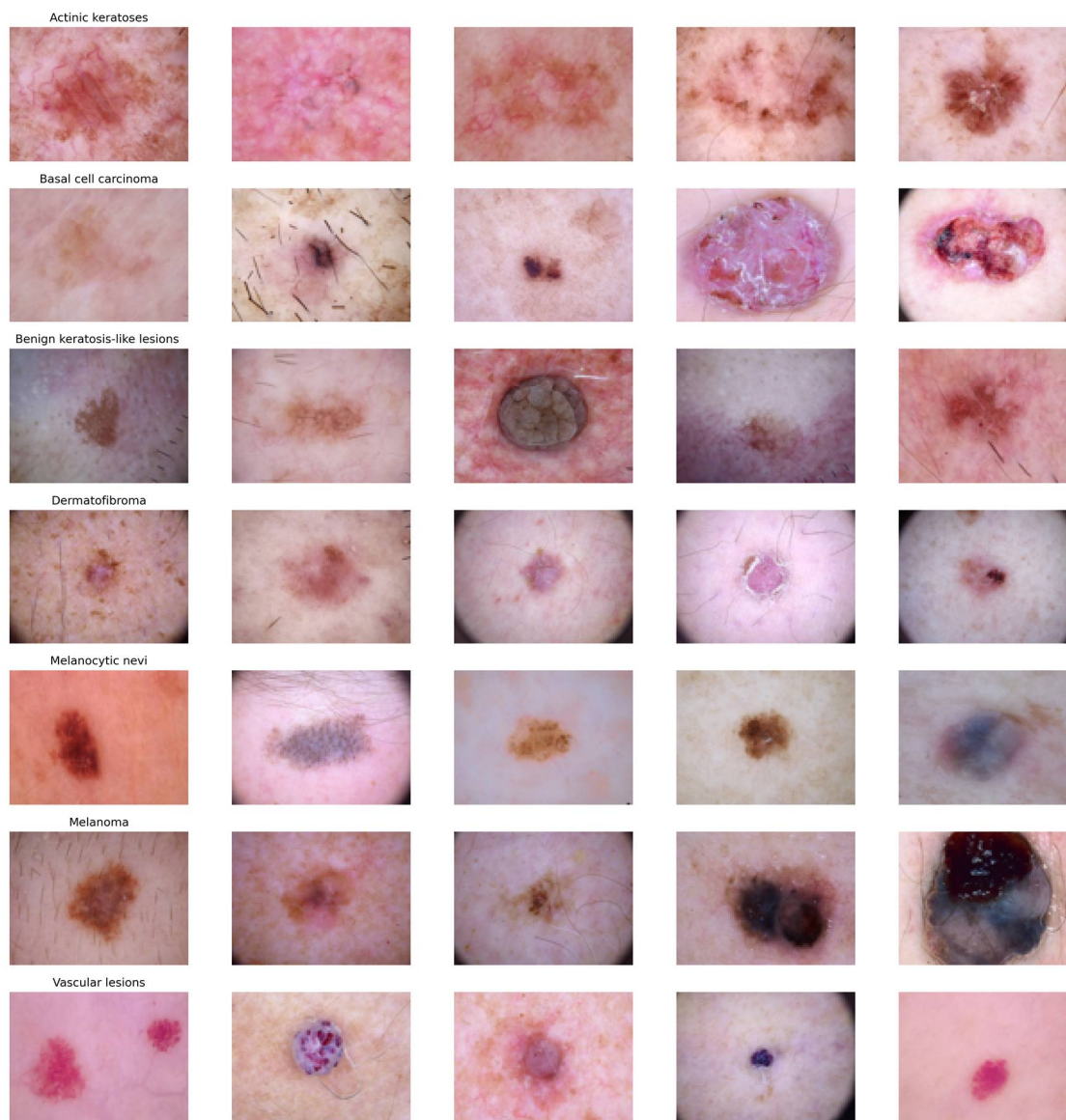


Рис. 2. Пример исходных данных

Изображения разделены на 7 категорий (по типу происхождения кожного образования). Количество изображений каждого типа приведено в таблице.

Изображения были размечены не только по типу образования, но и по следующему ряду признаков:

- возраст пациента;
- локализация образования (на какой части тела расположено образование);
- пол пациента.

Для более качественного анализа результатов работы модели была сгенерирована гистограмма распределения типов образований по возрастным группам. Ее можно увидеть на рис. 1.

Пример исходных данных показан на рис. 2, который иллюстрирует каждый из семи типов кожных образований.

После уменьшения разрешения исходных изображений выборка была разделена на тестовую и обучающую. Тестовая выборка составила двадцать процентов, а обучающая, соответственно, восемьдесят.

На этом предварительная обработка данных была закончена.

Обзор и выбор архитектуры моделей прогнозирования

Современные технологии машинного обучения предлагают большое количество подходов к решению задач классификации, и

одна из самых сложных задач при создании модели – это выбор архитектуры, которая должна представлять собой набор классических и нейросетевых алгоритмов.

И только после формирования списка алгоритмов, которые будут использоваться в классифицирующей модели, можно приступать к непосредственной разработке архитектуры сети.

Для решения задачи классификации изображений была выбрана свёрточная нейронная сеть (CNN), так как данный тип искусственных нейронных сетей изначально был разработан именно для классификации изображений, поэтому такой выбор можно считать оптимальным.

В сфере глубокого обучения (deep learning) сверточные нейронные сети представляют собой класс ИНС, чаще всего применяемый для анализа визуальных образов.

CNN известны как инвариантные к сдвигу классифицируемого объекта на входном изображении, основанные на архитектуре с общим весом ядер свертки или фильтров, которые скользят по входным функциям и обеспечивают эквивалентные переводу ответы, известные как карты функций [5].

Вопреки интуиции, большинство сверточных нейронных сетей не являются инвариантными к трансляции из-за операции понижения дискретизации, которую они применяют к входным данным. Они применяются в распознавании изображений и видео, рекомендательных системах [6], классификации изображений, сегментации изображений, анализе медицинских изображений, обработке естественного языка [7], интерфейсах мозг-компьютер [8] и финансовых временных рядах [9].

При этом за счет применения операции свертки и наличия слоев субдискретизации модель получается более компактной, чем классическая полносвязная искусственная нейронная сеть.

В ходе экспериментов была получена архитектура свёрточной сети, которая представлена восемью слоями: четыре слоя свертки, два слоя пулинга (слои субдискретизации) и два полносвязных слоя на выходе сети.

В данной архитектуре слои пулинга используются для уменьшения разрядности исследуемых данных, что благотворно влияет на производительность модели.

Оптимизация архитектуры модели в поставленной задаче была крайне важна. Так как обучение сети на основе тысяч изображений является достаточно ресурсоемкой процедурой, особенно для обычных персональных компьютеров, поэтому при разработке были приложены максимальные усилия по минимизации времени, требуемого для обучения сети. Но в результате обучение требовало несколько часов времени, что значительно затрудняло эксперименты по получению оптимальных параметров сети.

У искусственной нейронной сети и процесса обучения существует большое количество настраиваемых параметров, поэтому имеет смысл перечислить только основные.

К списку основных параметров модели можно отнести следующие пункты:

- активационная функция;
- оптимизатор;
- количество эпох.

В качестве активационной функции для скрытых слоев использовалась Relu-функция, а для выходного слоя была выбрана функция Softmax.

В процессе обучения модели был выбран оптимизатор Adam.

Как правило, оптимизатор Adam при малом количестве эпох дает более высокое качество обучения, но SGD имеет меньшую ошибку прогнозирования при большом количестве эпох [5]. Поэтому был выбран оптимизатор Adam для экономии времени обучения сети.

Так процесс обучения занимает значительное время, требуется выбрать оптимальное количество эпох, при этом была использована функция ReduceLROnPlateau, которая автоматически уменьшает шаг обучения при стагнации качества предсказания сети.

Кроме перечисленного выше, в структуру обучения сети были добавлены три Dropout слоя, которые в случайном порядке обнуляют веса. Эта мера позволяет избежать переобучения сети.

Итоговую архитектуру модели можно увидеть на рис. 3.

Анализ работы созданной модели

После разработки архитектуры модели и получения оптимальной ее структуры в

процессе экспериментов, была получена модель, структура которой была описана выше.

Процесс обучения конечной версии модели можно увидеть на рис. 4. На нем приведены два графика, которые

иллюстрируют точность классификации моделью на тестовой и обучающей выборке на каждой из эпох обучения.



Рис. 3. Архитектура модели



Рис. 4. Процесс обучения модели

Заключение

В представленной работе проводилось исследование возможности классификации изображений кожных образований с целью диагностики рака кожи.

Были рассмотрены различные подходы к решению задачи классификации с помощью нейронных сетей.

Результатом исследования стала архитектура модели, которая в своей основе содержала сверточную нейронную сеть. Кроме этого применялись методы борьбы с переобучением сети и методы для выхода из

локальных минимумов/максимумов в процессе обучения.

Лучший результат показала восьмислойная архитектура сети, которая давала 77%-ю точность классификации на тестовой выборке на 33-й эпохе обучения.

Созданная модель может служить основой для разработки инструмента предварительной диагностики рака кожи в клиниках, которые занимаются лечением и диагностикой заболеваний кожи.

Также данная модель может использоваться как учебное пособие при изучении студентами-медиками визуальной

диагностики рака кожи, но для непосредственного использования модели на практике требуется разработка графического интерфейса.

Для дальнейшего развития модели и повышения качества классификации требуется внедрение ансамблей искусственных нейронных сетей.

Также требуется расширение обучающей выборки, так как на каждый тип кожного образования приходится разное количество изображений, а некоторые типы образований практически не представлены, поэтому сеть их плохо опознает.

Литература

1. Madeh Pirayonesi S., Tamer E. El-Diraby. Role of Data Analytics in Infrastructure Asset Management: Overcoming Data Size and Quality Problems // *Journal of Transportation Engineering, Part B: Pavements*. 2020-06. Vol. 146. Iss. 2. P. 04020022. ISSN 2573-5438 2573-5438, 2573-5438.
2. Алексеев П.П., Квятковская И.Ю. Применение нейронных сетей для распознавания принципиальных условно-графических электрических обозначений // *Вестн. Астрахан. гос. техн. ун-та. Сер. управление, вычисл. техн. информ.* 2021. № 2. С. 47–56
3. Bengio Y. Learning deep architectures for AI // *Foundations and Trends in Machine Learning*. 2009. V. 2. P. 1–127.
4. Official dataset of the SIIM-ISIC Melanoma Classification Challenge [Электронный ресурс]: Режим доступа: World Wide Web. URL: Official dataset of the SIIM-ISIC Melanoma Classification Challenge
5. Рашка С., Мирджалили В. Python и машинное обучение. 3-е изд. СПб.: ООО "Диалектика", 2020. С. 294–297
6. Parallel distributed processing model with local space-invariant interconnections and its optical architecture / W. Zhang, K. Itoh, J. Tanida, Y. Ichioka // *Applied Optics*. 1990. 29 (32): 4790–7
7. Быстро сходящиеся современные алгоритмы обучения нейронных сетей совсем не гарантируют достижения наилучшей обобщающей способности [Электронный ресурс]: Режим доступа: World Wide Web. URL: <http://neuropro.ru/memo346.shtml>
8. Google's AlphaGo AI wins three-match series against the world's best Go player [Электронный ресурс]: Режим доступа: World Wide Web. URL: <https://techcrunch.com/2017/05/24/alphago-beats-planets-best-human-go-player-ke-jie/>
9. Marblestone, Adam H.; Wayne, Greg; Kording, Konrad P. Toward an Integration of Deep Learning and Neuroscience: Frontiers in Computational Neuroscience. 10: 94. arXiv:1606.03813. Bibcode:2016arXiv160603813M. doi:10.3389/fncom.2016.00094. PMC 5021692. PMID 27683554. S2CID 1994856.

Поступила 23.11.2022; принята к публикации 13.02.2023

Информация об авторах

Михайлузов Алексей Вячеславович – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: swampdok@gmail.com

USING CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS FOR DIAGNOSING SKIN CANCER

A.V. Mikhaylusov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the study demonstrated the possibility of classifying images of skin lesions obtained using dermatoscopy, with the aim of subsequent diagnosis of skin cancer and other adjacent skin lesions. The classification problem was solved using the apparatus of convolutional artificial neural networks (CNN) using subsampling layers. The structure of the initial training sample is shown, images are prepared for subsequent training of the model. And also the entire set of available training data was divided into test and training sets. The paper presents the main advantages of using convolutional artificial neural networks in solving the problem of image classification, and also describes ways to optimize the model to reduce the resource intensity of the learning process. The main parameters of the architecture of the developed artificial neural network are described, one part of which was tuned with standard values, and the other part was selected experimentally during the study to obtain an optimal model that gave a sufficient classification accuracy and had an acceptable resource intensity. The analysis of the quality of the model operation depending on various settings of the model architecture is carried out and the final version of the network architecture is presented. A graph of the classification accuracy of the final version of the model is given

Key words: convolutional neural network, classification, machine learning, deep learning, diagnostics

References

1. Pirayonesi S.M., El-Diraby T.E. "Role of data analytics in infrastructure asset management: overcoming data size and quality problems", *Journal of Transportation Engineering, Part B: Pavements*, 2020-06, vol. 146, iss. 2, pp. 04020022. ISSN 2573-5438 2573-5438, 2573-5438.

2. Alekseev P.P., Kvyatkovskaya I.Yu. “The use of neural networks for the recognition of fundamental conditionally graphic electrical symbols”, *Bulletin of Astrakhan State Technical University (Vestn. Astrakhan. gos tekh. Universiteta. Ser. upravlenie, vychisl. tekhn. Inform.)*, 2021, no. 2, pp. 47–56
3. Bengio Y. “Learning deep architectures for AI”, *Foundations and Trends in Machine Learning*, 2009, vol. 2, pp. 1–127.
4. Official dataset of the SIIM-ISIC Melanoma Classification Challenge, available at: <https://challenge2020.isic-archive.com/>
5. Raska S., Mirjalili V. “Python and machine learning”, St. Petersburg: Dialectika Ltd., 2020, pp. 294–297
6. Zhang W., Itoh K., Tanida J., Ichioka Y. “Parallel distributed processing model with local space-invariant interconnections and its optical architecture”, *Applied Optics*, 1990, vol. 29(32), pp. 4790–7
7. Fast convergent modern algorithms for training neural networks do not guarantee the achievement of the best generalizing ability, available at: <http://neuropro.ru/memo346.shtml>
8. Google's AlphaGo AI wins three-match series against the world's best Go player, available at: <https://techcrunch.com/2017/05/24/alphago-beats-planets-best-human-go-player-ke-jie/>
9. Marblestone A.H., Wayne G., Kording K.P. “Toward an Integration of Deep Learning and Neuroscience”, *Frontiers in Computational Neuroscience*, 2016, no. 10, pp. 94. DOI:10.3389/fncom.2016.00094.

Submitted 23.11.2022; revised 13.02.2023

Information about the authors

Aleksey V. Mikhaylusov, graduate student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: swampdok@gmail.com

DOI 10.36622/VSTU.2023.19.1.004
УДК 621.396

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ ВИРТУАЛЬНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ДЛЯ ПАССИВНЫХ ПЕЛЕНГАТОРОВ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Е.А. Ищенко¹, Ю.Г. Пастернак¹, В.А. Пендюрин², С.М. Фёдоров^{1,3}, И.А. Черноиваненко¹

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²АО Научно-производственное предприятие «Автоматизированные системы связи»,
г. Воронеж, Россия

³Международный институт компьютерных технологий, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается возможность установки пассивного пеленгационного комплекса на беспилотный летательный аппарат. Ввиду сложной геометрической формы беспилотника происходит искажение картин электромагнитного поля, что приводит к искажению характеристик, которые измерит пеленгатор. Для решения данной проблемы предлагается использовать аппарат виртуальных антенных решеток, который позволяет путем выполнения аппроксимации электромагнитного поля снизить влияние корпуса-носителя на картины электромагнитного поля. Для формирования виртуальной антенной решетки применялся алгоритм на основе функции Ганкеля, это приводит к тому, что удастся повысить скорость расчетов, а также повысить эффективность аппроксимации электромагнитного поля. Полученные результаты моделирования показывают, что использование технологии виртуальных антенных решеток позволяет значительно повысить точность пеленгации электромагнитных волн, при этом обеспечивается сохранение высокого уровня скрытности носителя, так как не требуется осуществлять излучение электромагнитных волн, все системы работают в пассивном режиме. Применение пассивной пеленгации, таким образом, позволяет также повысить дальность применения беспилотного летательного аппарата, так как удается понизить энергопотребление системы. Приводится картина эффективной площади рассеяния беспилотного летательного аппарата, что позволяет оценить искажение электромагнитных волн, картины пеленгов, а также статистические показатели пеленгации

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, пеленгатор электромагнитных волн, виртуальная антенная решетка

Благодарности: исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 19-79-10109, <https://rscf.ru/project/19-79-10109>

Введение

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) позволяют упростить отслеживание всех действий, которые происходят в районе применения благодаря передаче фото- и видеосигнала, при этом при использовании на удалении особый интерес в применении БПЛА имела бы возможность пеленгации излученных электромагнитных волн. Применение пассивной пеленгации позволяет повысить малозаметность БПЛА, так как не происходит побочного излучения, а также снижает энергопотребление, что позволяет повысить время использования летательного аппарата. Однако из-за сложной формы БПЛА происходит искажение электромагнитных волн, которые отражаются от корпуса, тем самым повышая ошибку пеленга.

Важность использования технологий пассивной локации приводится в работе [1], при этом особый акцент делается на том, что при-

менение пассивного локатора мобильного базирования (на подвижной платформе) значительно повышает эффективность использования пеленгатора, так как позволяет обеспечить обнаружение в динамике (в разных точках пространства). При этом благодаря особенностям массивной радиолокации удается достичь значительного повышения скрытности носителя, снижения энергопотребления. Таким образом, на основе всех преимуществ такого типа пеленгации одним из наиболее перспективных способов применения является установка комплекса на БПЛА.

Однако особое внимание стоит уделить объектам с использованием технологии скрытности (стелс), особенности которых приводятся в работах [2, 3]. Из-за малых значений ЭПР, сложной геометрической формы возникает серьезное искажение электромагнитных волн, нарушается распознавание объектов. При этом данные особенности значительно усложняют процесс выполнения пеленгации и обработки сигналов ввиду влияния корпуса-носителя. Но если решить проблему искажений, вызванных

корпусом, то применение пассивных пеленгаторов позволит еще больше повысить скрытность благодаря отсутствию излучения активных антенных решеток.

Для решения таких задач применяют технологию виртуальных антенных решеток (ВАР). Один из классических методов формирования ВАР является метод MUSIC [4], который базируется на достаточно сложном математическом аппарате, что увеличивает время расчетов, а также усложняет обработку результатов.

Для решения проблемы формирования ВАР с использованием метода MUSIC и root-MUSIC можно предложить новый метод, который основан на формировании пеленгатора с использованием функции Ганкеля, которая может выступать фундаментальным решением уравнений Гельмгольца.

Формирование виртуальной антенной решетки с использованием функции Ганкеля

Стандартными методами формирования виртуальных антенных решеток являются методы MUSIC, root-MUSIC и ESPRIT. Недостатками данных методов являются их математическая сложность и необходимость решать большое число уравнений. В данной работе рассматривается метод формирования виртуальных антенных решеток на основе функции Ганкеля первого рода нулевого порядка – функция Бесселя третьего рода:

$$H^{(1)}(m, z) = J_n(m, z) + i \cdot Y_n(m, z), \quad (1)$$

где $J_n(m, z)$ – функция Бесселя первого рода m -го порядка; $Y_n(m, z)$ – функция Бесселя второго рода m -го порядка.

Благодаря этой функции возможно решение уравнений Гельмгольца в фундаментальной форме, что и требуется для выполнения аппроксимации электромагнитного поля на увеличенном радиусе. Для того, чтобы осуществить формирование ВАР, реальный пеленгатор измеряет напряжения в нагрузках антенных элементов в комплексной форме:

$$\dot{U}(f) = A(f) \cdot \exp(i \cdot \varphi(f)), \quad (2)$$

где $A(f)$ – амплитуда напряжений в нагрузках; $\varphi(f)$ – фаза напряжений в нагрузках.

Далее каждый антенный элемент параметризуется на основании окружности – присваи-

ваются порядковые номера и координаты нахождения в решетке, после чего производится аппроксимация поля на новой окружности – радиусе формирования ВАР:

$$E(x_0, y_0) = H^{(1)}\left(0, k_0 \cdot \sqrt{(x_n - x_0)^2 + (y_n - y_0)^2}\right), \quad (3)$$

где x_n, y_n – координаты изначальных антенных элементов; x_0, y_0 – координаты расположения аппроксимируемых антенных элементов; k_0 – волновое число.

Таким образом, на основании измеренных напряжений (2) и аппроксимированного поля (3) составляется система уравнений:

$$E(x_0, y_0) \cdot X = U(f). \quad (4)$$

На основании данной системы уравнений становится возможным получить напряжения на виртуальных элементах в антенной решетке (используются для корреляционно-интерференционного амплитудно-фазового метода пеленгации), которые определяются в соответствии с:

$$U_{VAR}(f) = \sum_{n=1}^N X \cdot H^{(1)}\left(0, k_0 \cdot \sqrt{(x_n - x_0)^2 + (y_n - y_0)^2}\right),$$

где x_n, y_n – координаты элементов ВАР; x_0, y_0 – координаты элементов на вспомогательной окружности при изначальной аппроксимации поля; X – корни системы уравнений (4).

Таким образом, выполняется формирование виртуальной антенной решетки, которая позволяет повысить точность пеленгации путем выполнения аппроксимации электромагнитного поля на большем радиусе, чем реальная антенная решетка, что снижает влияние корпуса носителя.

Исследуемая модель БПЛА с корпусом пеленгации

В процессе исследования был выбран крупный беспилотный летательный аппарат с установленным на него пассивным пеленгатором – рис. 1.

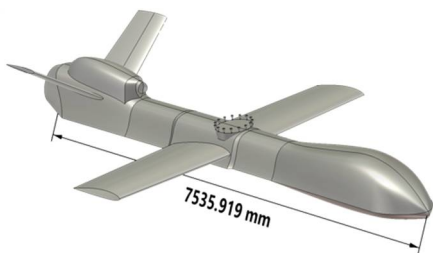
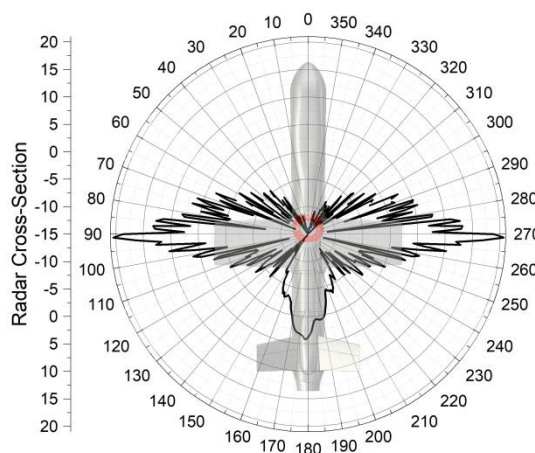
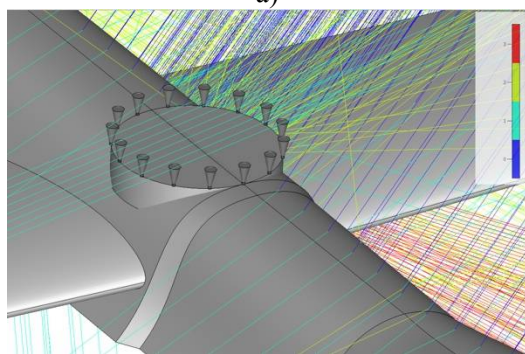


Рис. 1. Исследуемый БПЛА с пеленгатором в верхней полусфере

Для того, чтобы определить искажения, которые вызывает корпус БПЛА, производилось моделирование эффективной площади рассеяния – рис. 2.



а)



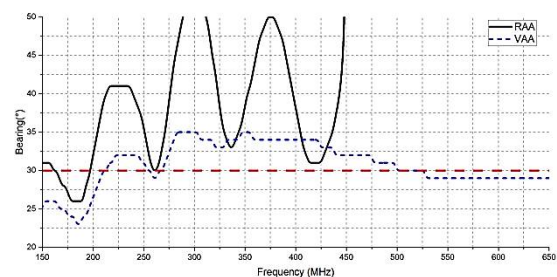
б)

Рис. 2. Характеристики корпуса-носителя: а) эффективная площадь рассеяния (ЭПР); б) трассировка отраженных лучей от корпуса-носителя

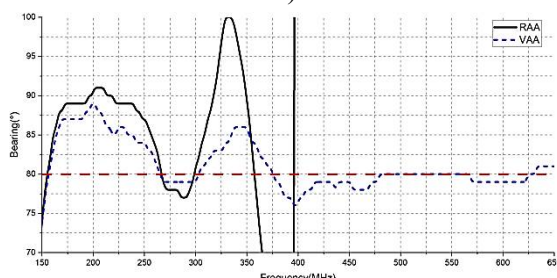
Как видно, корпус БПЛА вносит серьезные искажения в картину электромагнитных волн, что приведет к искажению характеристик поля, которое будет измерено пеленгатором. Для снижения этого влияния предлагается использование аппарата ВАР с использованием функции Ганкеля.

Результаты пеленгации с использованием реальной и виртуальной антенных решеток

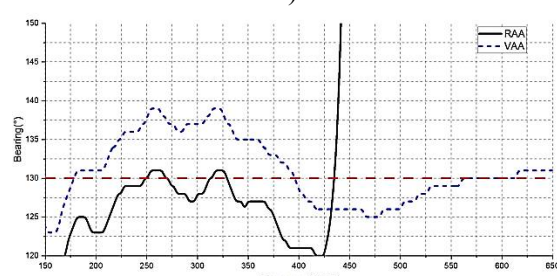
На основании описанной выше методики производились расчет и измерение характеристик пеленгации в диапазоне частот от 150 до 650 МГц. В результате этого были получены картины пеленгов, а также статистические показатели пеленгации. Картины пеленгов приводятся на рис. 3.



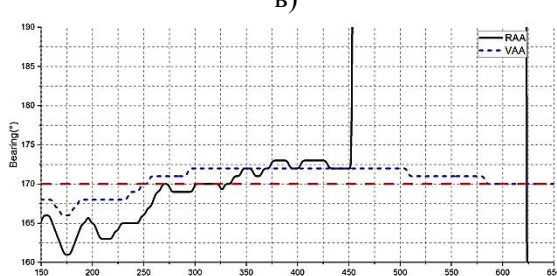
а)



б)



в)



г)

Рис. 3. Характеристики пеленгации с использованием реальной (RAA) и виртуальной (VAA) антенных решеток: а) истинный пеленг 30°; б) истинный пеленг 80°; в) истинный пеленг 130°; г) истинный пеленг 170°

Как видно, применение технологии ВАР позволяет значительно повысить точность пе-

ленгации благодаря снижению влияния корпуса-носителя. Статистические показатели пеленгации приводятся на рис. 4 и в таблице.

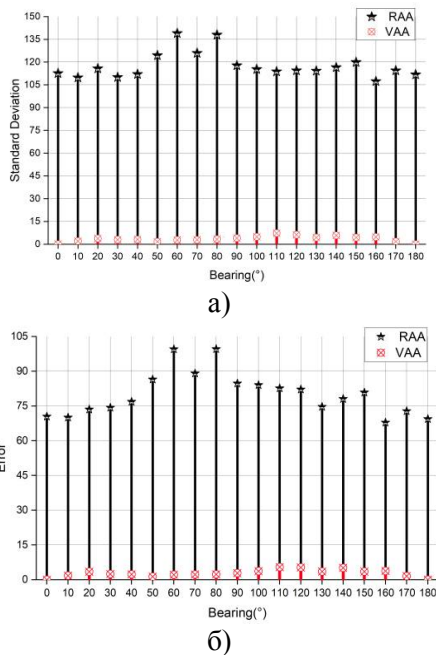


Рис. 4. Статистические показатели пеленгации: а) средне-квадратическое отклонение; б) ошибка пеленга

Статистические показатели пеленгации

Пеленг, °	Мат. ожидание		Среднеквадратическое отклонение		Ошибка пеленга	
	РАР	ВАР	РАР	ВАР	РАР	ВАР
0	70.48	0	112.6	0	70.48	0
10	78.18	8.41	109.7	2.039	70.05	1.759
20	92.23	20.58	115.7	3.786	73.53	3.452
30	103.9	30.97	110.0	3.026	74.30	2.458
40	114.6	40.21	112.0	3.116	76.85	2.313
50	130.2	49.60	124.3	1.628	86.49	1.301
60	155.1	59.20	138.9	2.794	99.52	2.133
70	143.9	70.52	125.9	2.903	89.07	2.259
80	173.9	81.20	137.9	3.34	99.57	2.325
90	161.9	91.02	117.7	4.009	84.75	2.88
100	176.4	100.4	115.2	4.911	84.06	3.705
110	187.5	110.7	113.7	7.297	82.66	5.428
120	195.5	121.4	114.4	6.234	82.18	5.325
130	199.8	131.1	114.2	4.429	74.69	3.554
140	211.7	141.8	116.4	5.83	78.08	5.12
150	217.9	149.3	119.8	4.435	80.84	3.512
160	223.3	156.4	107.3	4.761	67.86	3.795
170	228.0	170.7	114.4	1.755	72.83	1.536
180	110.6	180	111.7	0	69.39	0
Среднее	----		117.5	3.5	79.9	2.8

Поступила 30.10.2022; принята к публикации 15.02.2023

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, д. 84), e-mail: pasternak@mail.ru

Как видно, благодаря тому, что использование технологии ВАР позволяет снизить влияние корпуса на характеристики электромагнитных волн, удается значительно повысить точность пеленгации, а также увеличить рабочий диапазон.

Заключение

Полученные в процессе исследования результаты показывают, что использование технологии виртуальных антенных решеток позволяет значительно повысить точность пеленгации по сравнению с реальной антенной решеткой.

Применение использованного метода формирования ВАР на основе функции Ганкеля позволяет упростить и повысить скорость расчетов, что положительно сказывается на возможности использования в задачах пеленгации.

Литература

1. Babkin S.I., Tolstykh Y.G. Antenna device for radio acoustic sensing with passive radiolocation // 2015 International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT). 2015. P. 1-2.
2. The influence of dual stealth aircraft formation cooperating with aerial bombing on the performance of monopulse radar/ L. Bao, F. Li, X. Di, P. Chen, M. Xiao, J. Bai // 2020 International Conference on Artificial Intelligence and Education (ICAIE). 2020. P. 467-470.
3. Radar assignment for stealth targets detection and tracking based on BPSO in air-defense radar network/ Q. Liu, Z. Liu, R. Xie, H. Zhou, Y.F. Liu // IET International Radar Conference. 2013. P. 1-5.
4. Virtual Multiantenna Array for Estimating the Direction of a Transmitter: System, Bounds, and Experimental Results/ F. Quitin, P. De Doncker, F. Horlin, W.P. Tay // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2018. Vol. 67. No. 2. P. 1510-1520.

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>

Чернованенко 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

APPLICATION OF VIRTUAL ARRAY TECHNOLOGY FOR PASSIVE DIRECTION FINDERS OF UNMANNED AERIAL VEHICLES

E.A. Ishchenko¹, Yu.G. Pasternak¹, V.A. Pendyurin², S.M. Fyedorov^{1,3}, I.A. Chernovnanenko¹

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 considers the possibility of installing a passive direction-finding complex on an unmanned aerial vehicle. Due to the complex geometric shape of the drone, the patterns of the electromagnetic field are distorted, which leads to a distortion of the characteristics that the direction finder will measure. To solve this problem, it is proposed to use the apparatus of virtual antenna arrays, which allows one, by performing an approximation of the electromagnetic field, to reduce the influence of the carrier body on the patterns of the electromagnetic field. To form a virtual antenna array, we used an algorithm based on the Hankel function, which leads to the fact that it is possible to increase the speed of calculations, as well as to increase the efficiency of the approximation of the electromagnetic field. The obtained simulation results show that the use of virtual antenna array technology can significantly improve the accuracy of electromagnetic wave direction finding, while maintaining a high level of carrier secrecy, since it is not required to emit electromagnetic waves, all systems operate in a passive mode. The use of passive direction finding in this way also makes it possible to increase the range of use of an unmanned aerial vehicle, since it is possible to reduce the power consumption of the system. The article presents a picture of the effective scattering area of an unmanned aerial vehicle, which makes it possible to evaluate the distortion of electromagnetic waves, bearing patterns as well as bearing statistics

Key words: unmanned aerial vehicle, electromagnetic wave direction finder, virtual antenna array

Acknowledgments: the research was supported by the Russian Science Foundation, grant no. 19-79-10109, <https://rscf.ru/en/project/19-79-10109/>

References

1. Babkin S.I., Tolstykh Y.G. “Antenna device for radio acoustic sensing with passive radiolocation”, *2015 Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*, 2015, pp. 1-2.
2. Bao L., Li F., Di X., Chen P., Xiao M., Bai J. “The influence of dual stealth aircraft formation cooperating with aerial bombing on the performance of monopulse radar”, *2020 Int. Conf. on Artificial Intelligence and Education (ICAIE)*, 2020, pp. 467-470.
3. Liu Q., Liu Z., Xie R., Zhou H., Liu Y.F. “Radar assignment for stealth targets detection and tracking based on BPSO in air-defense radar network”, *IET Int. Radar Conf.*, 2013, pp. 1-5.
4. Quitin F., De Doncker P., Horlin F., Tay W.P. “Virtual multiantenna array for estimating the direction of a transmitter: system, bounds, and experimental results”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, vol. 67, no. 2, pp. 1510-1520.

Submitted 30.10.2022; revised 15.02.2023

Information about the authors

Evgeniy A. Ishchenko, graduate student, 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: pasternakyg@mail.ru.

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

Sergey M. Fyedorov, 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 39026, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

Igor' A. Chernovnanenko, student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: chernoivanenko2000@mail.ru

СНИЖЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ВЕРОЯТНОСТИ БИТОВЫХ ОШИБОК В ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЕ СВЯЗИ

И.В. Свиридова, М.В. Хорошайлова, В.А. Маркин

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: моделируется и анализируется снижение частоты ошибок с помощью кода Хэмминга в среде MATLAB / Simulink. В системах связи при передаче и приеме данных возникают ошибки из-за нежелательных шумов и помех в канале связи, поэтому для эффективной передачи данных необходимо получать данные без ошибок. Канальный кодер добавляет биты к передаваемым битам сообщения. Декодер канала интерпретирует полученное сообщение, используя избыточные символы для обнаружения и возможного исправления ошибок, которые могли возникнуть во время передачи. Техника кодирования с контролем ошибок заключается в обнаружении и возможном исправлении ошибочно переданной информации путем внесения избыточности в поток битов, передаваемых по каналу, и также обеспечивает безопасную и надежную передачу данных по несовершенному зашумленному каналу. В зависимости от характера шума применяется определенный тип кодирования с контролем ошибок. Проведенный анализ и наблюдение за коэффициентом ошибок системы с использованием техники блочного кодирования, в частности кода Хэмминга, в результате показали, что коэффициент ошибок снижается до значительного уровня и результаты проверены с помощью теоретических и практических методов

Ключевые слова: коэффициент битовых ошибок, данные, код контроля ошибок, MATLAB/Simulink, шум

Введение

Недавний технологический прогресс в системах связи привел к эволюции от аналоговых систем связи к цифровым. Это связано с растущим спросом на передачу данных, и цифровая связь дает идеальное решение для удовлетворения этого спроса. Такие решения

включают в себя возможность обработки данных и гибкость, которые недоступны при аналоговой связи. Основное преимущество цифровых сигналов перед аналоговыми сигналами заключается в том, что они могут искажаться и восстанавливаться. На рис. 1 показан один из примеров цифровой системы.



Рис. 1. Искажение и восстановление сигнала

Искажение волны происходит в результате нежелательных шумов и помех. Его можно восстановить с помощью цифрового повторителя, чтобы преобразовать в исходное состояние. Однако это недостижимо для аналоговых сигналов. В среде MATLAB/Simulink был проведен анализ коэффициента снижения ошибок с помощью метода блочного кодирования.

Методы кодирования ошибок

Цифровая система связи имеет дело с информацией в форме данных, видео или голоса для передачи из одной точки в другую. Типичная цифровая система связи показана на рис. 2. Во время передачи цифровой сигнал сильно искажается в результате ошибок, вызванных различными шумами. Чтобы увеличить возможность обнаружения и возможного исправления таких ошибок, необходимо добавить определенную степень избыточности к сигналу, несущему информацию, в виде контрольных цифр. Такая техника, известная как техни-

ка кодирования с контролем ошибок, обеспечивает безопасную и надежную передачу данных по несовершенному зашумленному каналу путем обнаружения и возможного исправления ошибок за счет внесения избыточности в поток битов, передаваемых по каналу. Канальный кодер добавляет биты к передаваемым битам

сообщения. Декодер канала интерпретирует полученное сообщение, используя избыточные символы для обнаружения и возможного исправления ошибок, которые могли возникнуть во время передачи.



Рис. 2. Типичная блок-схема цифровой системы связи система

Кодирование с контролем ошибок обычно используется, если канал передачи сильно зашумлен или данные очень восприимчивы к шуму. В зависимости от характера шума применяется определенный тип кодирования с контролем ошибок. Для кодирования с контролем ошибок в основном используются линейные блочные коды. В данной работе для кодирования с контролем ошибок используется линейный блочный код или блочное кодирование, поскольку с ним легче работать, и он образует большой класс полезных кодов. Более того, большинство существующих сегодня кодов относятся к классу линейных кодов. Еще одним существенным преимуществом линейного кода является то, что его очень легко реализовать в аппаратуре. Техника блочного кодирования отображает фиксированное число символов сообщения на фиксированное число символов кода. Блочный кодер обрабатывает каждый блок данных независимо и является устройством без памяти. Класс методов блочного кодирования включает категории, показаны на рис. 3, а для моделирования будет использоваться код Хэмминга.

Коды контроля ошибок нашли множество применений, таких как приложения для компакт-дисков, хранение и поиск данных в компьютерах, цифровые аудио- и видеосистемы, системы управления и связи для аэрокосмических приложений, сотовая телефония, повышение безопасности в банковской сфере и штрих-коды.

Линейные блочные коды

Линейные блочные коды применяются в методах передачи символов (например, битов) таким образом, чтобы ошибки могли быть исправлены или обнаружены приемником после передачи по каналу связи. Кодовые слова в линейном блочном коде представляют собой блок битов, которые кодируются с использованием большего количества битов, чем исходное значение для передачи. Предполагается, что выходные данные источника информации представляют собой последовательность двоичных цифр "0" или "1". При блочном кодировании эта информационная последовательность сегментируется на блоки сообщений фиксированной длины, и каждый блок состоит из k информационных цифр. Существует в общей сложности 2^k различных сообщений. Блочный кодер преобразует блок из k битов в блок из n битов, где $k < n$. Двоичный блочный код представляет собой набор различных кодовых слов из n битов, как показано на рис. 4.



Рис. 3. Методы блочного кодирования

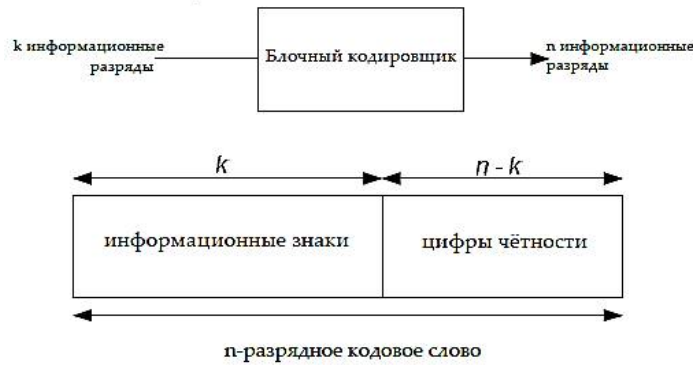


Рис. 4. Линейный блочный кодер

Таким образом, существует два кодовых слова. Этот набор из двух кодовых слов называется блочным кодом. Чтобы блочный код был полезен, 2 кодовых слова должны быть разными. Поэтому между сообщением и его кодовыми словами должно быть однозначное соответствие. Например, код Хэмминга [7,4,3] - это линейный двоичный код, который представляет четырехбитные сообщения с помощью семи битных кодовых слов. Два разных кодовых слова отличаются, по крайней мере, тремя битами. Как следствие, на одно кодовое слово может быть обнаружено до двух ошибок, в то время как одна ошибка будет исправ-

лена. Этот код содержит $2^4 = 16$ кодовых слов.

Имитационное моделирование. Модель канального шума

Модель канального шума генерирует случайный двоичный сигнал, который переключает символы 0 и 1 сигнала в соответствии с определенной вероятностью ошибки, чтобы имитировать канал с шумом. Эта модель изображена на рис. 5. Затем модель рассчитывает коэффициент ошибок и отображает результат.

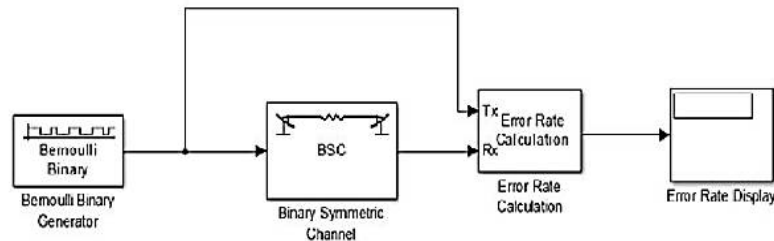


Рис. 5. Модель канального шума

Источником сигнала является блок двоичного генератора Бернулли, который генерирует случайную двоичную последовательность. Блок двоичного симметричного канала моделирует его с шумом. Он вносит случайные ошибки в сигнал, меняя 0 на 1 или наоборот, с установленной вероятностью 0,01. Блок сравнивает переданный и принятый сигнал через входные порты Tx и Rx и затем проверяет их на наличие ошибок. Выходом блока является вектор с тремя записями:

- 1) Коэффициент битовых ошибок равен 0,01147
- 2) Количество ошибок равно 10

- 3) Общее количество передаваемых битов равно 8717

Блок отображения частоты ошибок показывает результат расчета коэффициента ошибок, как указано выше. Здесь следует отметить, что начальные значения в блоке двоичного генератора Бернулли и блоке двоичного симметричного канала имеют разные показания, чтобы исходный сигнал и шум канала были статистически независимы.

Модель кода Хэмминга

В модели кода Хэмминга, блоки кодера Хэмминга и декодера Хэмминга добавляются к модели шума канала, как показано на рис. 6.

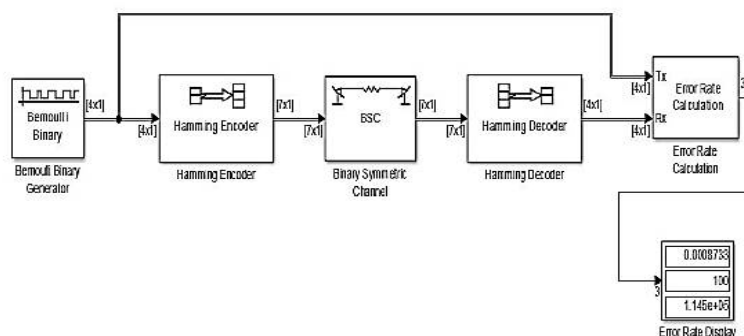


Рис. 6. Модель кода Хэмминга

Блок кодера Хэмминга кодирует данные перед их отправкой в канал. Код Хэмминга [7,4] кодирует слова сообщения длиной 4 в кодовые слова длиной 7. На вход блока подается вектор размера 4 и преобразуется в вектор размера 7. Таким образом, его выходные данные помечены как [7x1]. Обратите внимание, что строка, выходящая из блока двоичного генератора Бернулли, помечена как [4x1], что указывает на то, что его выходные данные состоят из векторов столбцов размера 4. Код может исправлять одну ошибку в каждом передаваемом кодовом слове. Блок декодера Хэмминга декодирует данные после их передачи по каналу. Если в кодовом слове каналом создается не более одной ошибки, блок декодирует слово правильно.

Однако если возникает более одной ошибки, блок декодера Хэмминга может декодировать неправильно из-за того, что сигнал не может соответствовать другим кодовым словам. В конце моделирования мы видим, что коэффициент битовых ошибок составляет приблизительно 0,01. Теперь, теоретически, вероятность ошибки P при длине кодового слова дается

$$P = \sum_{j=0}^n \binom{n}{j} p^j (1-p)^{n-j} ,$$

где p - вероятность ошибки, равная 0,01, n - длина кодового слова (в данном случае равна 7) и j - количество ошибок. Следовательно, вероятность появления двух или более ошибок в кодовом слове длиной 7 равна

$$\begin{aligned} P &= 21(0.99)^5(0.01)^2 + 35(0.99)^4(0.01)^3 \\ &\quad + 35(0.99)^3(0.01)^4 \\ &\quad + 21(0.99)(0.01)^5 \\ &\quad + 7(0.99)^1(0.01)^6 + 0.01^7 \\ &= 0.002 \end{aligned}$$

Если бы кодовые слова с двумя или более ошибками декодировались случайным образом, ожидалось бы, что половина битов в декодированных словах сообщения будут ошибочными. Поэтому значение 0,001 является разумным для коэффициента битовых ошибок.

Расширенная модель кода Хэмминга

Для того чтобы проверить, правильно ли работает модель Хэмминга, добавляется блок Scope для отображения ошибок канала, создаваемых блоком двоичного симметричного канала, как показано на рис. 7.

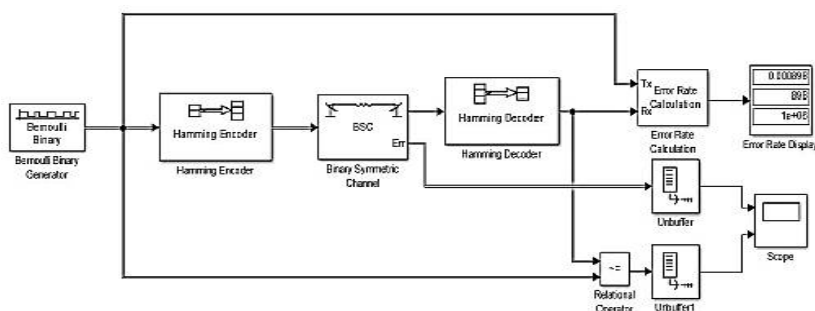


Рис. 7. Расширенная модель кода Хэмминга

Блок реляционного оператора сравнивает переданный сигнал, поступающий от блока генератора случайных сигналов Бернулли с принятым сигналом, поступающим от блока декодер Хэмминга. Блок выдает 0, когда два

сигнала совпадают, и 1, когда они расходятся. Теперь блок Score отображает введенные ошибки канала и неисправленные ошибки в зависимости от времени.

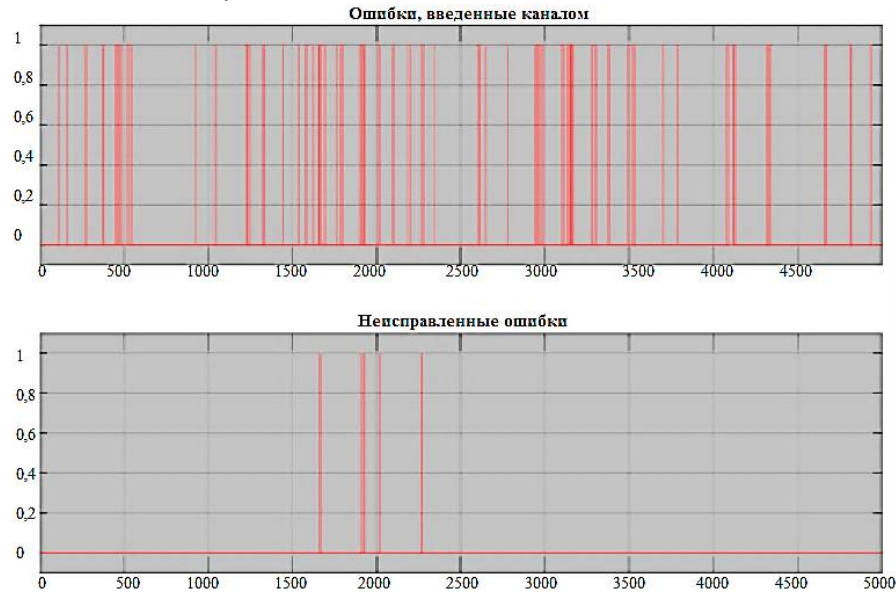


Рис. 8. Отображение масштаба

В конце каждых пяти тысяч временных шагов на экране появляется изображение, как показано выше на рис. 8. Затем он очищает данные и отображает следующие пять тысяч точек. В верхней области отображаются ошибки канала, сгенерированные двоично симметричным каналным блоком. Нижняя область показывает ошибки, которые не были исправлены каналным кодированием/кодом Хэмминга.

Заключение

Целью данной работы является моделирование двоичной системы связи в MATLAB/SIMULINK и наблюдение за коэффициентом ошибок системы с использованием техники блочного кодирования, в частности, кода Хэмминга. Из результатов расчета и моделирования видно, что коэффициент ошибок снижается до значительного уровня, и результаты проверены с помощью теоретических и практических методов.

Литература

1. Experimental determination of the characteristics of transmission spectrum of tiled fiber Bragg gratings/ A. Tolgenova, P. Kisla, A. Zhetpisbayeva, O. Mamyrbayev, B. Medetov// Metrology and measurement systems. 2019. Vol. 26. Is. 3. pp.581-589.
2. Teyega G., Vlasenko S.V. Automation and telemechanics systems at the world railways. M.: Intext, 2010. pp. 261 – 274.
3. Башкиров А.В., Свиридова И.В. Реализация стохастического LDPC-декодера на ПЛИС // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2018. Т. 14. № 6. С. 103-107.
4. Башкиров А.В., Свиридова И.В., Андреева Д.С. Эффективная архитектура на основе ПЛИС для полностью параллельного стохастического LDPC-декодера// Вестник Воронежского государственного технического университета. 2018. Т. 14. № 3. С. 101-107.
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.
6. Хорошайлова М.В. Разработка и реализация симметричного самоорганизующегося нейросетевого декодера // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2020. Т. 16. № 3. С. 60-64.

Поступила 20.12.2022; принята к публикации 15.02.2023

Информация об авторах

Свиридова Ирина Владимировна – старший преподаватель, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: ri-ss-ka@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5279-0807>

Хорошайлова Марина Владимировна – канд. техн. наук, старший преподаватель, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: pmv2205@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9167-9538>

Маркин Виктор Александрович – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: Banana653@mail.ru

REDUCING THE PROBABILITY COEFFICIENT OF BIT ERRORS IN A DIGITAL COMMUNICATION SYSTEM

I.V. Sviridova, M.V. Horoshaylova, V.A. Markin

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the error rate reduction using Hamming code in the MATLAB / Simulink environment is simulated and analyzed in this paper. In communication systems, when transmitting and receiving data, errors occur due to unwanted noise and interference in the communication channel, therefore, for efficient data transmission, it is necessary to receive data without errors. The channel encoder adds bits to the transmitted message bits. The channel decoder interprets the received message using redundant symbols to detect and possibly correct errors that may have occurred during transmission. The error control coding technique is to detect and possibly correct erroneously transmitted information by introducing redundancy into the bit stream transmitted over the channel, and ensures safe and reliable data transmission over an imperfect noisy channel. Depending on the nature of the noise, a certain type of error control coding is applied. The analysis and observation of the error rate of the system carried out here using block coding techniques, in particular Hamming code, the results showed that the error rate is reduced to a significant level, and the results are verified using theoretical and practical methods

Key words: bit error rate, data, error control code, MATLAB/Simulink, noise

References

1. A. Tolegenova, P. Kisla, A. Zhetpisbayeva, O. Mamyrbayev, B. Medetov. "Experimental determination of the characteristics of transmission spectrum of tiled fiber Bragg gratings", *Metrology and measurement systems*, 2019, vol. 26, iss. 3, pp. 581-589.
2. Teyega G., Vlasenko S.V. "Automation and telemechanics systems at the world railways", Moscow: Intext, 2010, pp. 261 – 274.
3. Bashkirov A.V., Sviridova I.V. "Implementation of a stochastic LDPC decoder on FPGA", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2018, vol. 14, no. 6, pp. 103-107.
4. Bashkirov A.V., Sviridova I.V., Andreeva D.S. "Efficient FPGA-based architecture for a fully parallel stochastic LDPC decoder", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2018, vol. 14, no. 3, pp. 101-107.
5. Khoroshaylova M.V. "FPGA-based channel coding architecture for a 5G wireless network using high-level synthesis", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2018, vol. 14, no. 2, pp. 99-105.
6. Khoroshaylova M.V. "Development and implementation of a symmetrical self-organizing neural network decoder", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2020, vol. 16, no. 3, pp. 60-64.

Submitted 20.12.2022; revised 15.02.2023

Information about the authors

Irina V. Sviridova, Assistant Professor, Voronezh State Technical University, (14 Moskovskiy prospect, Voronezh 394026, Russia), e-mail: ri-ss-ka@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5279-0807>

Marina V. Horoshaylova, Cand. Sc. (Technical), Assistant Professor, Voronezh State Technical University, (14 Moskovskiy prospect, Voronezh 394026, Russia), e-mail: pmv2205@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9167-9538>

Victor A. Markin, student, Voronezh State Technical University, (14 Moskovskiy prospect, Voronezh 394026, Russia), e-mail: Banana653@mail.ru

ДИФРАКЦИОННЫЕ БОКОВЫЕ ЛЕПЕСТКИ В ПЛОСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ С РАДИАЛЬНОЙ СЕТКОЙ

А.Д. Базанова, К.А. Лайко, Ю.О. Филимонова

Новосибирский государственный технический университет, г. Новосибирск, Россия

Аннотация: проведены исследования положения и уровня боковых дифракционных максимумов диаграммы направленности в плоской антенной решетке с радиальной сеткой расположения излучающих элементов. Представлены основные соотношения для расчета расстояний между излучателями для разных структур антенных решеток. Приводится сравнение расстояния между элементами в прямоугольной сетке с радиальной по критерию равного коэффициента заполнения антенного полотна излучающими элементами, при этом площадь прямоугольного раскрыва равна площади круглого. Для этого была показана зависимость шага для радиальной сетки расположения излучающих элементов в узлах антенной решетки, рассчитанная при заданном шаге между излучателями в прямоугольной сетке. Показано отличие двух структур плоских антенных решеток по максимальному боковому лепестку. Сравнение проводилось для структур антенных решеток, содержащих на раскрыве различное количество элементов: 25 и 145. Отмечено, что диаграмма направленности антенной решетки с радиальной структурой имеет более равномерное распределение боковых лепестков в различных плоскостях обзора φ , по сравнению с прямоугольной. При этом продемонстрировано, что наивысший боковой лепесток в радиальной структуре никогда не достигает уровня 0 дБ

Ключевые слова: антенная решетка, уровень боковых лепестков, дифракционный максимум, радиальная сетка, диаграмма направленности, шаг антенной решетки

Введение

В настоящее время в антенной технике предъявляются высокие требования к ее параметрам и характеристикам. Так, одной из важнейших характеристик является направленность антенны. Наиболее известным видом антенных решеток (АР), обладающих оптимальными характеристиками, являются АР с плоским раскрывом [1-3]. Стоит отметить, что большое влияние на характеристики АР оказывает выбор места расположения излучающего элемента в узлах АР. В большинстве случаев АР состоят из элементов, имеющих одинаковые характеристики. При этом излучатели располагаются в узлах плоской координатной сетки с двойной периодичностью.

Чаще всего применяются антенные решетки, имеющие принцип расположения излучателей в узлах прямоугольной сетки координат. В данной работе предложен другой принцип размещения элементов – они расположены в узлах радиальной сетки координат. При таком подходе удается получить наиболее оптимальные характеристики направленности АР, в сравнении с прямоугольной сеткой, при том же количестве излучателей на раскрыве антенны.

Типы структур антенных решеток

Опишем структуры антенных решеток (АР), подлежащих сравнению:

1. Прямоугольная или, в частном случае, квадратная сетка расположения излучающих элементов. Этот тип структуры АР достаточно подробно рассмотрен в работах [4-8]. В данном случае излучатели располагаются в узлах плоской АР с постоянным шагом между ними. Геометрическое представление АР приведено на рис. 1а, 1в. При этом введены следующие обозначения: d_x , d_y - шаг между излучателями по оси x и y , соответственно.

2. Радиальная сетка расположения излучающих элементов. В этом случае излучатели равномерно размещены на окружностях определенного радиуса. Описание такого рода структуры АР приведено в работах [9-15]. За шаг по радиальной координате d_r принято приращение радиусов окружностей Δr . При этом стоит отметить, что радиус первой окружности равен r_1 , а дальнейшее приращение радиусов последующих окружностей имеет вид: $r_m = m \cdot r_1$, где m – это номер окружности. Геометрическое представление АР приведено на рис. 1б, 1г.

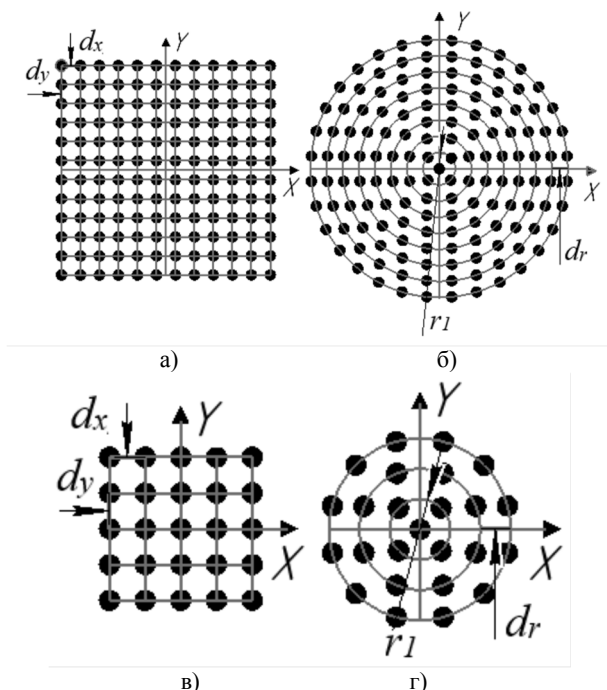


Рис. 1. Апертура плоской антенной решетки с различными сетками координат: а) с прямоугольной (144 элемента), б) с радиальной (145 элементов), в) с прямоугольной (25 элементов), г) с радиальной (25 элементов)

Расчет параметров антенны

Рассмотрим некоторые параметры для каждой из структур АР:

1. Для прямоугольной структуры, имеющей размер раскрыва $n \times n = 12\lambda \times 12\lambda$, примем общее количество излучателей N равным 144.

Тогда площадь антенного полотна с прямоугольной сеткой координат равна:

$$S_{np} = (N-1)^2 d^2 = 121d^2, \quad (1)$$

где шаг между излучателями d .

2. Для радиальной структуры, по аналогии с предыдущей вариацией АР, общее количество излучателей M принимаем равным 145. Излучающие элементы располагаются на 8 окружностях, равноудаленных друг от друга на расстояние r_1 – радиус первой окружности.

Тогда площадь антенного полотна с радиальной сеткой координат равна:

$$S_{окр} = \frac{\pi}{4} D^2, \quad (2)$$

где D – диаметр наибольшей m -й окружности.

$$D = 2 \cdot R_m, \quad (3)$$

где R_m – радиус m -й окружности.

С учетом выражения (3) запишем формулу для нахождения площади антенного полотна с радиальной сеткой координат:

$$S_{окр} = \frac{\pi}{4} (2 \cdot r_1 \cdot m)^2, \quad (4)$$

где m – общее количество окружностей в структуре АР.

Определим критерий, по которому будет производиться сравнение антенных решеток: условием для дальнейшего сравнения положения дифракционных боковых лепестков является наличие равного количества излучающих элементов в узлах прямоугольной и радиальной сеток, а также равенство площадей данных раскрывов.

Для обеспечения равенства числа излучателей в АР при той же площади введем понятие коэффициента заполнения антенного полотна, который вычисляется как:

$$K_{окр} = \frac{M_{окр}^{\Sigma}}{S_{окр}}, \quad K_{np} = \frac{N_{np}^{\Sigma}}{S_{np}}, \quad (5)$$

где $M_{окр}^{\Sigma}$ и N_{np}^{Σ} – это суммарное количество излучателей в структуре АР с радиальной и прямоугольной сетками расположения излучателей, соответственно.

Коэффициенты заполнения для двух структур АР должны быть равны, следовательно, варьируется количество элементов в узлах АР с прямоугольной сеткой координат:

$$N_{np}^{\Sigma} = \frac{\sqrt{2m^2 + 2m + 1}}{2} \quad (6)$$

Исходя из выражений (1), (4-6), определен эквивалентный шаг для радиальной структуры, соответствующий заданному шагу для прямоугольной структуры, определяется по табл. 1.

Таблица 1

Эквивалентный шаг для разного количества окружностей

Количество окружностей m	$M_{окр}^{\Sigma} = N_{np}^{\Sigma}$	Эквивалентный шаг d_r
1	5	0.698λ
2	13	0.735λ
3	25	0.752λ
4	41	0.762λ
5	61	0.768λ
6	85	0.773λ
7	113	0.776λ
8	145	0.779λ
9	181	0.781λ
10	221	0.782λ
...		
$m \rightarrow \infty$	$N_{окр}^{\Sigma} = N_{np}^{\Sigma} \rightarrow \infty$	0.798λ

Шаг в прямоугольной сетке d принят равным λ , это значение эквивалентного шага для радиальной структуры в зависимости от шага в прямоугольной структуре. Для дальнейших расчётов примем его максимальное значение:

$$d_{r_{экв}} = 0.798d. \quad (7)$$

Характеристики направленности антенных решеток

Проведем сравнительный анализ характеристик направленности на примере антенных решеток с прямоугольной и радиальной сетками расположения излучателей, с двумя вариантами заполнения антенного полотна: 25 излучателей и максимально приближенные друг к другу структуры – 144 излучателя в прямоугольной структуре и 145 излучателей в радиальной. На рис. 2 - 5 приведены ДН АР с различными способами размещения излучателей в ее структуре и шагом между излучателями в диапазоне от 0.5λ до 1λ . Стоит отметить, что сравнение проводилось для множителей АР, то есть без направленных свойств излучающих элементов. Минимальный шаг в АР выбран из условия ее физической реализуемости. Также на рис. 2а, 3а, 4а, 5а показано, что при минимальном шаге ($d=0.5\lambda$) не наблюдаются паразитные боковые лепестки.

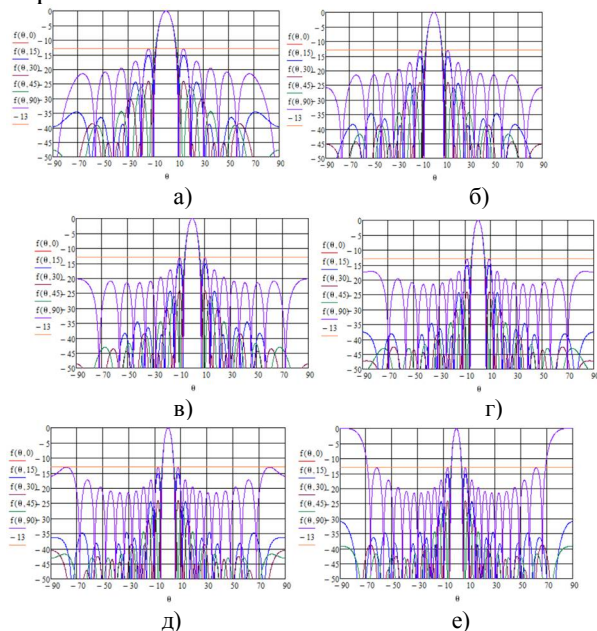


Рис. 2. ДН АР квадратного раскрыва с прямоугольной сеткой координат, состоящей из 144 излучателей, при шаге: а) 0.5λ , б) 0.6λ , в) 0.7λ , г) 0.8λ , д) 0.9λ , е) 1λ

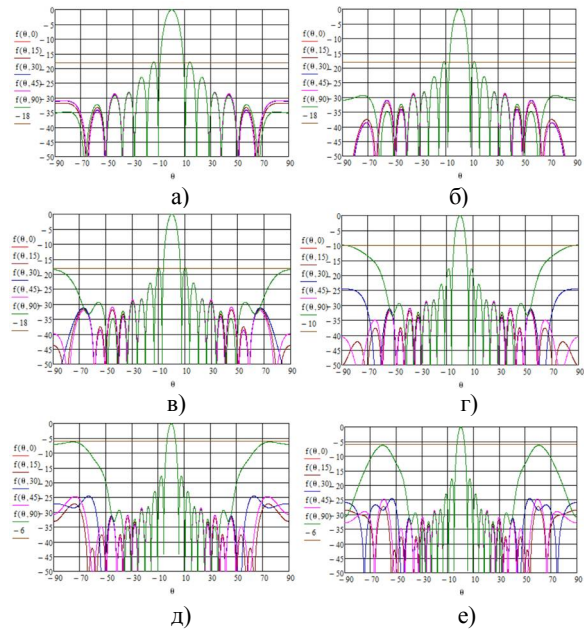


Рис. 3. ДН АР круглого раскрыва с радиальной сеткой координат, состоящей из 145 излучателей, при шаге: а) $r_1=0.399\lambda$, б) $r_1=0.479\lambda$, в) $r_1=0.559\lambda$, г) $r_1=0.638\lambda$, д) $r_1=0.718\lambda$, е) $r_1=0.798\lambda$

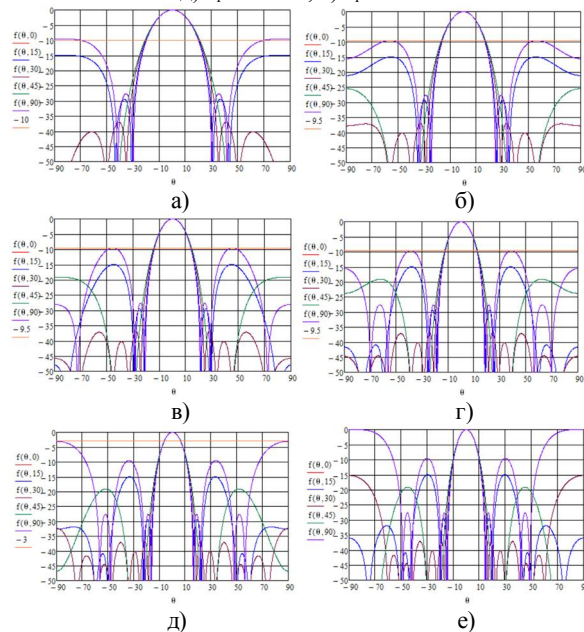


Рис. 4. ДН АР квадратного раскрыва с прямоугольной сеткой координат, состоящей из 144 излучателей, при шаге: а) 0.5λ , б) 0.6λ , в) 0.7λ , г) 0.8λ , д) 0.9λ , е) 1λ

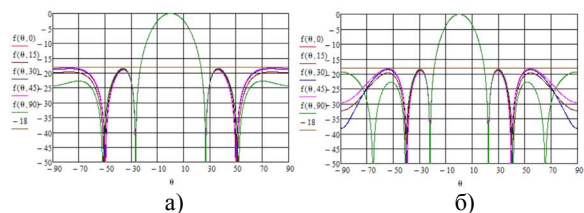


Рис. 5. ДН АР круглого раскрыва с радиальной сеткой координат, состоящей из 25 излучателей, при шаге: а) $r_1=0.399\lambda$, б) $r_1=0.479\lambda$, в) $r_1=0.559\lambda$, г) $r_1=0.638\lambda$, д) $r_1=0.718\lambda$, е) $r_1=0.798\lambda$

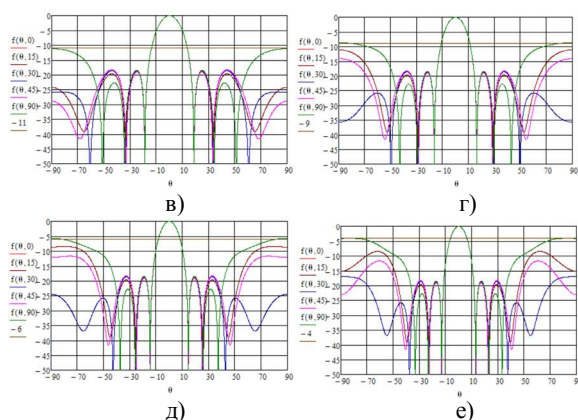


Рис. 5. ДН АР круглого раскрыва с радиальной сеткой координат, состоящей из 25 излучателей, при шаге: а) $r_1=0.399\lambda$, б) $r_1=0.479\lambda$, в) $r_1=0.559\lambda$, г) $r_1=0.638\lambda$, д) $r_1=0.718\lambda$, е) $r_1=0.798\lambda$ (продолжение)

Определен уровень боковых лепестков (УБЛ) в зависимости от шага между излучателями. Полученные данные приведены в табл. 2,3.

Таблица 2
Зависимость УБЛ от шага АР (145 излучателей)

Структура АР	Шаг					
	0.5λ	0.6λ	0.7λ	0.8λ	0.9λ	1λ
Прямоугольная	-13	-13	-13	-13	-13	0
Радиальная	-18	-18	-18	-10	-6	-6

Таблица 3
Зависимость УБЛ от шага АР (25 излучателей)

Структура АР	Шаг					
	0.5λ	0.6λ	0.7λ	0.8λ	0.9λ	1λ
Прямоугольная	-10	-10	-10	-10	-3	0
Радиальная	-18	-18	-11	-9	-6	-4

Из представленных таблиц видно, что уровень паразитного дифракционного максимума в случае АР с радиальной сеткой не достигает уровня 0 дБ. Уровень паразитного дифракционного максимума в радиальной структуре не превышает -3 дБ, по сравнению с прямоугольной, при заданном количестве излучателей в структуре АР, а также при увеличении их количества.

Заключение

В работе рассмотрены АР с прямоугольной и радиальной структурой. Приведено описание каждой структуры. Получен шаг АР с радиальной сеткой в зависимости от шага прямоугольной сетки. Исследованы уровни дифракционных боковых лепестков в зависимости от шага АР и ее

структуры. Показано, что в ДН АР с радиальной структурой и различным шагом дифракционные БЛ никогда не достигают уровня 0 дБ, в отличие от прямоугольной структуры, где при шаге $d = \lambda$ паразитный дифракционный максимум становится соизмерим с главным БЛ. Отсюда следует, что ДН АР с радиальной сеткой расположения излучателей обладает более равномерными БЛ во всем секторе пространства в сравнении с ДН АР с прямоугольной сеткой. Приведенные выше рассуждения и формулы справедливы для АР с различным количеством элементов. В данной работе рассматривались АР с общим количеством излучателей 145 и 25, при этом были получены аналогичные друг другу характеристики направленности (положение и уровень боковых лепестков). Этот факт указывает на применимость данных рассуждений для рассмотренного типа АР с различным количеством излучателей.

Литература

1. Хансен Р.К. Сканирующие антенные системы СВЧ: пер. с англ. под ред. Г.Т. Маркова и А.Ф. Чаплина. М.: Советское радио, 1966. Т.1. 536 с.
2. Хансен Р.К. Сканирующие антенные системы СВЧ: пер. с англ. под ред. Г.Т. Маркова и А.Ф. Чаплина. М.: Советское радио, 1969. Т. 2. 496 с.
3. Хансен Р.К. Сканирующие антенные системы СВЧ: пер. с англ. под ред. Г.Т. Маркова и А.Ф. Чаплина. М.: Советское радио, 1971. Т. 3. 464 с.
4. Воскресенский Д.И., Степаненко В.И. Устройства СВЧ: антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. М.: Радиотехника, 2003. 632 с.
5. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны: учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. М.: Энергия, 1975. 528 с.
6. Антенные решетки. Методы расчета и проектирования. Обзор зарубежных работ / Л.С. Бененсон, В.А. Журавлев, С.В. Попов, Г.А. Постнов. М.: Советское радио, 1966. 368 с.
7. Андрусевич Л.К., Ишук А.А., Лайко К.А. Антенны и распространение радиоволн. Новосибирск: НГТУ, 2006. 396 с.
8. Верещагин Е.М. Антенны и распространение радиоволн. М.: Воениздат, 1964. 240 с.
9. Филимонова Ю.О. Синтез амплитудных распределений антенных решеток с повышенным коэффициентом использования поверхности раскрыва: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.07. Томск, 2015. 162 с.
10. Базанова А.Д., Лайко К.А., Филимонова Ю.О. Структура плоской эквидистантной антенной решетки с радиальной сеткой // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2022. Т. 25. №2. С. 13-17.
11. Kleiman A., Cohen I., Berdugo B. Constant-Beamwidth Beamforming with Concentric Ring Arrays // MDPI. 2021. Vol. 4. P. 1–19.
12. Chatterjee A., Mahanti G.K. Differential Evolution and Genetic Algorithm for Sidelobe Reduction of a Concentric

Ring Arrays Antenna by Radial Variation of Amplitudes with Fixed and Variable First Null Beamwidth // International Journal on Electrical Engineering and Informatics. 2012. Vol. 4. No. 1. P. 1–14.

13. Abdelmadjid R. Concentric Ring Arrays Optimization Using the Spiral Inspired Technique // Algerian Journal of Signals and Systems. 2018. Vol. 3. P. 10–21.

14. Базанова А.Д., Лайко К.А., Филимонова Ю.О. Структура плоской антенной решетки с радиальной

сеткой // Наука. Технологии. Инновации: сб. науч. тр. XV Всерос. науч. конф. молодых ученых, посвященной году науки и технологий в России. В 10 ч. Новосибирск, 2021. Ч. 6. С. 81-85.

15. Базанова А.Д., Лайко К.А., Филимонова Ю.О. Плоские антенные решетки с различными способами расположения излучателей // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2022. Т. 18. № 3. С. 83-89.

Поступила 06.12.2022; принята к публикации 15.02.2023

Информация об авторах

Базанова Анастасия Дмитриевна – магистрант, Новосибирский государственный технический университет (630073, Россия, г. Новосибирск, просп. Карла Маркса, 20), тел. +7(913)921-51-40, e-mail: adbazanova@yandex.ru.

Лайко Константин Алексеевич – канд. техн. наук, доцент, Новосибирский государственный технический университет (630073, Россия, г. Новосибирск, просп. Карла Маркса, 20), тел. +7(383) 346-06-33, e-mail: play-byte@mail.ru.

Филимонова Юлия Олеговна - канд. техн. наук, доцент, Новосибирский государственный технический университет (630073, Россия, г. Новосибирск, просп. Карла Маркса, 20), тел. +7(383) 346-06-33, e-mail: jul7788@mail.ru.

DIFFRACTION SIDE LOBES IN A FLAT ANTENNA ARRAY WITH A RADIAL GRID

A.D. Bazanova, K.A. Layko, Yu.O. Filimonova

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

Abstract: in this paper, studies of the position and level of the lateral diffraction maxima of the radiation pattern in a flat antenna array with a radial grid arrangement of radiating elements are carried out. The basic relations for calculating the distances between emitters for different antenna array structures are presented. A comparison of the distance between elements in a rectangular grid with a radial one is given, according to the criterion of equal filling factor of the antenna web with radiating elements, while the area of a rectangular opening is equal to the area of a round one. To do this, the step dependence for the radial grid of the location of the emitting elements in the nodes of the antenna array was shown, calculated at a given step between the emitters in a rectangular grid. The difference between the two structures of flat antenna arrays along the maximum side lobe is shown. The comparison was carried out for antenna array structures containing a different number of elements on the opening: 25 and 145. It is also noted that the radiation pattern of an antenna array with a radial structure has a more uniform distribution of side lobes in different viewing planes φ , compared with a rectangular one. At the same time, it is demonstrated that the highest lateral lobe in the radial structure never reaches the level of 0 dB

Key words: antenna array, side lobe level, diffraction maximum, radial grid, radiation pattern, antenna array pitch

References

1. Hansen R.K. "Scanning microwave antenna systems": trans. from English, ed. by G.T. Markov and A.F. Chaplin, Moscow: Sovetskoye radio, 1966, vol.1, 536 p.
2. Hansen R.K. "Scanning microwave antenna systems": trans. from English, ed. by G.T. Markov and A.F. Chaplin. Moscow: Sovetskoye radio, 1969, vol. 2, 496 p.
3. Hansen R.K. "Scanning microwave antenna systems": trans. from English, ed. by G.T. Markov and A.F. Chaplin, Moscow: Sovetskoye radio, 1971, vol. 3, 464 p.
4. Voskresensky D.I. , Stepanenko V.I. "Microwave devices and antennas. Design of phased antenna arrays", M.: Radiotekhnika, 2003, 632 p.
5. Markov G.T., Sazonov D.M. "Antennas: textbook, Moscow: Energiya, 1975, 528 p.
6. Benenson L.S., Zhuravlev V.A., Popov S.V., Postnov G.A. "Antenna arrays. Methods of calculation and design. Foreign works review", Moscow: Sovetskoye radio, 1966, 368 p.
7. Andrusevich L.K., Ishchuk A.A., Layko K.A. "Antennas and radio waves propagation", Novosibirsk: NSTU, 2006, 396 p.
8. Vereshchagin E.M. "Antennas and radio waves propagation", Moscow: Voenizdat, 1964, 240 p.
9. Filimonova Yu.O. "Synthesis of amplitude distributions of antenna arrays with increased utilization of the opening surface": dis. ... candidate of Technical Sciences. Spec. 05.12.07 Antennas, microwave devices and their technologies, Tomsk, 2015, 162 p.
10. Bazanova A.D. Layko K.A., Filimonova Yu.O. "Structure of a flat equidistant antenna array with a radial grid", *Reports of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki)*, 2022, vol. 25, no. 2, pp. 13-17.
11. Kleiman A., Cohen I., Berdugo B. "Constant-beamwidth beamforming with concentric ring arrays", MDPI, 2021, vol. 4, pp. 1–19.

12. Chatterjee A., Mahanti G.K. "Differential evolution and genetic algorithm for sidelobe reduction of a concentric ring arrays antenna by radial variation of amplitudes with fixed and variable first null beamwidth", *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, 2012, vol. 4, no. 1, pp. 1–14.

13. Abdelmadjid R. "Concentric ring arrays optimization using the spiral inspired technique", *Algerian Journal of Signals and Systems*, 2018, vol. 3, pp. 10-21.

14. Bazanova A.D., Layko K.A., Filimonova Yu.O. "Structure of a flat antenna array with a radial grid",: *proc. Of the XV All-Russian scientific conference of young scientists dedicated to the Year of Science and Technology in Russia, Science. Technologies. Innovations (Nauka. Tekhnologii. Innovatsii)*, in 10 parts, Novosibirsk, 2021, part 6, pp. 81-85.

15. Bazanova A.D., Layko K.A., Filimonova Yu.O. "Flat antenna arrays with various ways of arrangement of emitters", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2022, vol. 18, no. 3, pp. 83-89.

Submitted 06.12.2022; revised 15.02.2023

Information about the authors

Anastasiya D. Bazanova, MA, Novosibirsk State Technical University (20 prosp. Karla Marksa, Novosibirsk 630073, Russia), tel. 8 (913) 921-51-40, e-mail: adbazanova@yandex.ru

Konstantin A. Layko, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Novosibirsk State Technical University (20 prosp. Karla Marksa, Novosibirsk 630073, Russia), tel. 8 (383) 346-06-33, e-mail: play-byte@mail.ru

Yuliya O. Filimonova, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Novosibirsk State Technical University (20 prosp. Karla Marksa, Novosibirsk 630073, Russia), tel. 8(383) 346-06-33, e-mail: jul7788@mail.ru

РЕАЛИЗАЦИЯ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ SIW-ТЕХНОЛОГИИ**С.И. Деревянкин^{1,2}, Е.А. Ищенко¹, А.В. Останков¹, С.М. Фёдоров^{1,3}, И.А. Черноиваненко¹**¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия²АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Россия³Международный институт компьютерных технологий, г. Воронеж, Россия

Аннотация: исследуется методика синтеза полосовых фильтров в SIW-исполнении на основе E- и H-диафрагм. Реализация полосового фильтра предполагает формирование резонансных полостей в канале волновода. Для синтеза полосовых фильтров сгенерирована модель SIW-волновода с критической частотой 8 ГГц, после чего в канале сформированы резонансные полости на основе диафрагм. Для установления размеров диафрагм сформированы модели на основе прямоугольного волновода с воздушным заполнением для полосой рабочих частот, увеличенной с учётом неоднородной относительной диэлектрической проницаемости среды. В соответствии с принципом электродинамического подобия получены оценочные частоты полос пропускания SIW-фильтров. После формирования полной модели SIW полосовых фильтров установлено, что удастся сохранить высокие показатели передачи в полосе пропускания и подавления в полосе задержания. Смещение частоты среза от предполагаемого значения, полученного на основе принципа электродинамического подобия, составило порядка 0.5 ГГц. Представленные результаты свидетельствуют о том, что волноводные полосовые фильтры могут быть эффективно реализованы в SIW-исполнении, а рассмотренная методика синтеза фильтров по SIW-технологии вполне пригодна для практического использования. Для коррекции смещения полосы рабочих частот и ширины полосы пропускания показаны предсказания указанных показателей на начальных этапах синтеза

Ключевые слова: волноводный фильтр, SIW-технология, полосовой фильтр

Введение

Волноводные фильтры, формируемые на основе резонансных полостей, позволяют обеспечить частотную селекцию электромагнитных волн в линиях передачи. Волноводные фильтры реализуются за счет введения в канал волновода E- и H-плоскостных диафрагм. Внесение неоднородности с размерами, соизмеримыми с длиной волны, в линию передачи приводит к возникновению резонансов, что обеспечивает селекцию электромагнитных волн. Существует множество методов расчета волновых фильтров. В работе [1] авторы рассчитывают основные характеристики фильтра на основе метода изображения параметров с целью формирования полосовых фильтров (ПФ) и фильтров нижних частот. Недостатком использованного метода является его математическая сложность, а также проблематичность последующей оптимизации с целью улучшения характеристик.

В работе [2] авторами предлагается метод вносимых потерь для определения характеристик волноводного ПФ. Полученный в результате синтеза фильтр на основе H-диафрагм обладает малыми потерями и существенным ослаблением электромагнитных волн вне поло-

сы пропускания. Такой метод определения параметров волноводных фильтров является одним из наиболее распространенных методов, так как может быть легко реализован в современных системах проектирования и дополнен процедурами оптимизации при моделировании для улучшения характеристик.

Для оптимизации процесса расчета и проектирования волноводных фильтров в настоящее время широко используется современное программное обеспечение. Так, в работе [3] приводится пример расчета и проектирования волноводного полосового фильтра с использованием AWR Microwave Office. Недостатком такого подхода является то, что для проведения электромагнитного моделирования требуется использовать относительно сложное программное обеспечение. Из-за этого для внесения изменения в модель требуется проводить трудоемкую коррекцию характеристик исходного проекта. Тем не менее, в работе показано, что применение средств автоматизированного проектирования позволяет существенно повысить эффективность определения параметров волноводного фильтра.

Прочитанные работы акцентируют внимание на фильтры с H-диафрагмами, однако для обеспечения относительно узкой полосы пропускания могут быть востребованы фильтры с E-плоскостными диафрагмами. В работе

[4] авторы приводят описание основных типов диафрагм, которые используются для формирования резонансных полостей в волноводах, в том числе Е- диафрагмы.

Заметим, что в процитированных работах волноводные фильтры формируются на основе полых прямоугольных волноводов с воздушным заполнением, однако же, в настоящее время определенный интерес вызывает разработка волноводных фильтров на основе SIW-технологии. В работе рассматривается методика генерации SIW-полосовых фильтров с использованием Е- и Н-плоскостных диафрагм и оценивается ее эффективность.

Конструкция SIW-волновода

Для реализации полосового фильтра сформирована модель SIW-волновода с частотой среза 8 ГГц. Структура реализована на основе диэлектрика Rogers Ro4003С с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 3.55$ и тангенсом угла диэлектрических потерь $\text{tg } \delta = 0.0027$. Ширина волноводного канала составляет 10 мм, а высота – 0.406 мм, что соответствует одному из типовых размеров производителя. Металлизация структуры толщиной 35 мкм выполнена из меди, а канал сформирован из переходных отверстий диаметром 0.9 мм. Модель приведена на рис. 1.

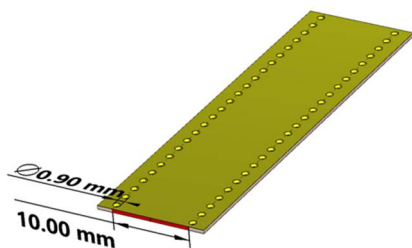


Рис. 1. Модель SIW-волновода

Для сформированной модели выполнено электродинамическое моделирование с использованием демоверсии программного продукта CST Studio. Полученные результаты в виде частотных характеристик элементов матрицы рассеяния приведены на рис. 2.

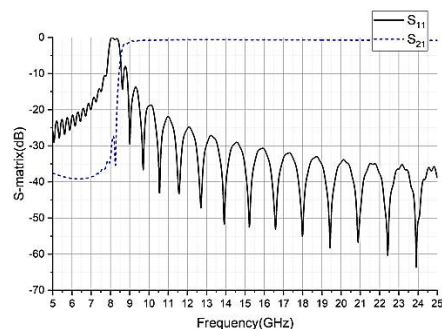


Рис. 2. Частотные характеристики элементов матрицы рассеяния моделируемого SIW-волновода

Результаты моделирования показывают, что модель SIW-волновода обеспечивает канализацию электромагнитных волн с относительно малыми потерями, начиная с частоты среза 7.96 ГГц. Таким образом, на основе показанного на рис. 1 волновода вполне возможно формирование полосовых фильтров на рабочих частотах, превышающих 8 ГГц. Рассмотрим процедуру синтеза полосового фильтра на основе SIW-волновода.

Реализация диафрагм и расчет характеристик волноводных полосовых фильтров

В программном продукте CST Studio имеется интегрированный компонент, который позволяет рассчитывать характеристики волноводных полосовых фильтров – Fest 3D. В процессе разработки требуется указать размеры волновода и требуемый диапазон частот, после чего программа определит оптимальное расположение диафрагм и их размеры. На основе реализованного в программном продукте метода вносимых потерь разработана модель с ее последующей оптимизацией для достижения требуемых значений частот среза фильтра. Заметим, что расчеты по умолчанию производятся для заполненного воздухом волновода, поэтому расчет характеристик заполненного диэлектриком волновода предполагает коррекцию скорости распространения электромагнитной волны с учетом характеристик диэлектрической среды:

$$c_{mat} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}},$$

где c_{mat} – скорость распространения электромагнитной волны в среде с относительными диэлектрической и магнитной проницаемостями среды $\epsilon_r \mu_r$; c – скорость света в вакууме.

С учетом сказанного сформированы два полосовых фильтра – на основе Е- и Н-

диафрагм с шириной канала 10 мм, соответствующего размерам SIW-структуры. Полученные модели фильтров показаны на рис. 3.

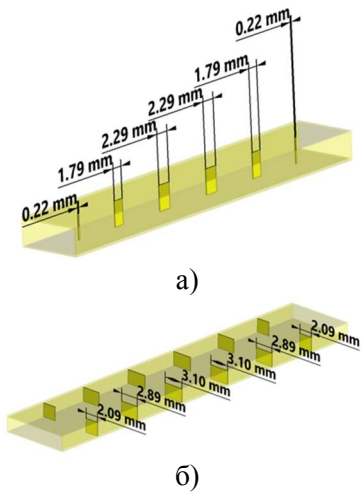


Рис. 3. Конструкция полосовых фильтров на основе: а) Е-диафрагм; б) Н-диафрагм

Для полученных моделей производилось моделирование, имеющее цель расчет частотных характеристик и оценку полосы пропускания фильтров. Полученные результаты для заполненных воздухом фильтров приведены на рис. 4, а ожидаемые значения частот с учетом поправки на $\sqrt{3.55} = 1.88$ отмечены пунктирной линией путем переноса графика на частоты ниже.

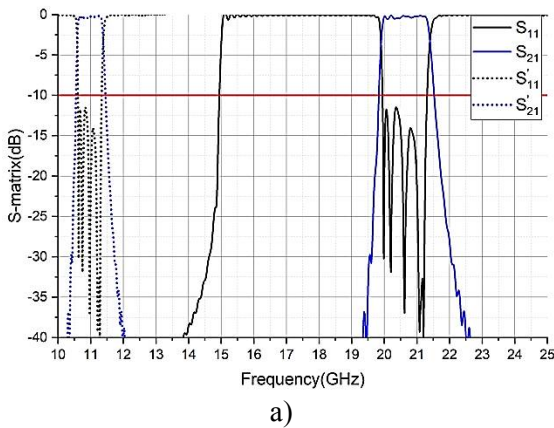


Рис. 4. Результаты моделирования полосовых фильтров для воздушных волноводов: а) Е-диафрагмы; б) Н-диафрагмы

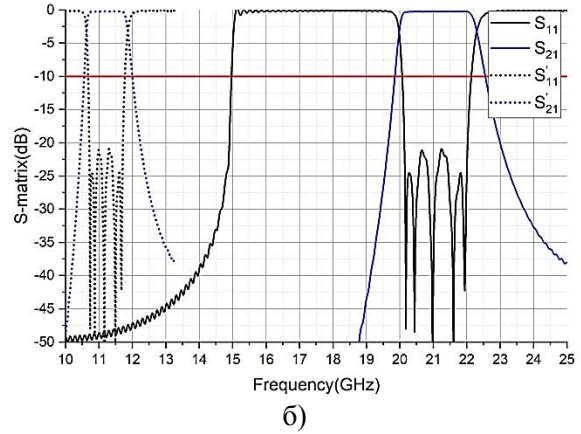


Рис. 4. Результаты моделирования полосовых фильтров для воздушных волноводов: а) Е-диафрагмы; б) Н-диафрагмы (продолжение)

Полученные результаты показывают, что использование сгенерированных конструкций фильтров позволяет обеспечить селекцию электромагнитных волн в узкой полосе частот. Полученные в результате моделирования показатели фильтров приведены в табл. 1.

Таблица 1

Характеристики фильтров

Параметр	Е-диафрагмы		Н-диафрагмы	
	Воздух	$1/\sqrt{3.55}$	Воздух	$1/\sqrt{3.55}$
Диапазон частот ($S_{11} = -10$ дБ), ГГц	19.94-21.31	10.58-11.31	20.07-22.14	10.65-11.75
Полоса пропускания, ГГц	1.37	0.73	2.07	1.1
Полоса пропускания, %	6.64	6.67	9.81	9.82

Полученные результаты показывают, что использование Е-диафрагм приводит к формированию узкой полосы пропускания, с высоким затуханием вне полосы пропускания, а при использовании Н-диафрагм удается обеспечить расширенный диапазон частот, но при этом имеет место сглаживание характеристик вне диапазона рабочих частот. Далее выполним проверку возможности реализации таких типов фильтров в SIW-исполнении.

Реализация SIW полосового фильтра

На основе рассмотренных выше моделей сформированы полосовые фильтры в SIW-волноводе, который показан на рис. 1. Полученные модели приведены на рис. 5.

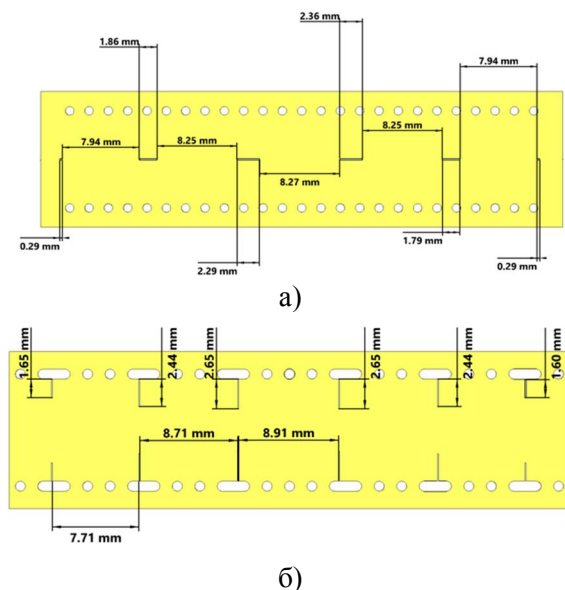


Рис. 5. Конструкции SIW полосовых фильтров: а) Е-диафрагмы; б) Н-диафрагмы

В представленных конструкциях резонансные мембраны реализуются на основе замкнутых отверстий-вырезов и для минимизации потерь диэлектрика могут быть сформированы из переходных отверстий. Результаты моделирования SIW-фильтров в виде частотных характеристик элементов матрицы рассеяния показаны на рис. 6.

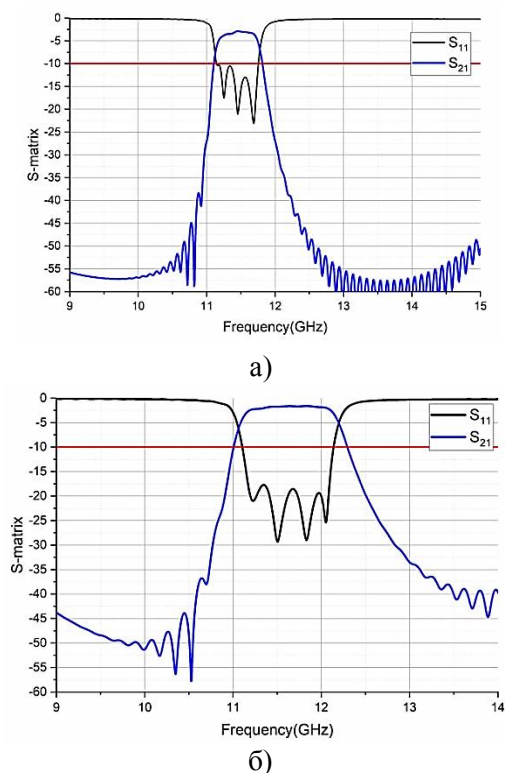


Рис. 6. Результаты моделирования сформированных конструкций полосовых фильтров: а) с Е-; б) с Н-диафрагмами

Полученные результаты свидетельствуют о том, что имеет место смещение рабочего диапазона частот и полосы пропускания, а из-за наличия потерь в диэлектрике и частично металлизированных боковых стенок возникают дополнительные потери в полосе пропускания. Показатели фильтров приведены в табл. 2.

Таблица 2

Характеристики SIW-фильтров

Характеристика	Е-диафрагмы	Н-диафрагмы
Диапазон частот ($S_{11} = -10$ дБ), ГГц	11.14-11.75	11.10-12.13
Полоса пропускания, ГГц	0.61	1.03
Полоса пропускания, %	5.33	8.87

Уменьшение полосы рабочих частот сопровождается сужением полосы пропускания. Для Е-диафрагм смещение составило 0.56 ГГц (5 %), а для Н-диафрагм – 0.45 ГГц (4%). При этом, несмотря на смещение, сохраняются основные особенности характеристик фильтров – более широкий диапазон рабочих частот для Н-диафрагм и более резкое подавление вне диапазона частот для Е-диафрагм. Заметим, что смещение вверх по частоте и уменьшение полосы пропускания фильтров можно скорректировать на стадии проектирования волноводных фильтров введением предсказаний указанных показателей [5].

Заключение

Проведенное исследование показывает, что формирование полосовых волноводных фильтров на основе резонансных полостей с Е- и Н-диафрагмами возможно и целесообразно в SIW-исполнении. При этом показатели диапазона рабочих частот можно относительно точно определить на основе метода электродинамического подобию путем коррекции скорости распространения волн в среде.

Литература

1. Овечкин В.С., Попов Н.О. Варианты построения гофрированных волноводных фильтров // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2018. №4. С. 45-58.
2. Hardiati S., Sulistyarningsih, Estu T.T. The design of waveguide band pass filter with double-irises structure for airport surveillance radar applications on S-band frequency // AIP Conference Proceedings. 2016. Vol. 1755. 7 p.
3. Пластиков А. Автоматизация процесса проектирования антенн и устройств СВЧ в современных про-

граммных комплексах электродинамического моделирования. Ч. 4: Волноводный фильтр на индуктивных диафрагмах // Современная электроника. 2012. № 7. С. 58-61.

4. Комаров В.В., Лукьянов М.А. Волноводные СВЧ-фильтры: технические решения, тенденции развития и методы расчета // Журнал радиоэлектроники. 2021. №1. 18 с.

5. Останков А.В., Нечаев А.С., Дашян С.Ю. Синтез фазированной антенной решетки с секторной диаграммой направленности // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2021. Т. 17. № 3. С. 78-84

Поступила 30.10.2022; принята к публикации 15.02.2023

Информация об авторах

Деревянкин Сергей Игоревич – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, д. 84); конструктор, АО «Концерн «Созвездие» (394018, Россия, г. Воронеж, ул. Плехановская, д. 14), тел. +7(473)243-77-29, e-mail: derevyankin_sergej@bk.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8883-8446>

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>

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>

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

IMPLEMENTATION OF BAND-PASS FILTERS BASED ON SIW TECHNOLOGY

S.I. Derevyankin^{1,2}, E.A. Ishchenko¹, A.V. Ostankov¹, S.M. Fyedorov^{1,3}, I.A. Chernoiivanenko¹

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²JSC Concern Sozvezdie, Voronezh, Russia

³International Institute of Computer Technologies, Voronezh, Russia

Abstract: the article studies the possibility of forming a band-pass filter in SIW design based on E- and H-diaphragms. Formation of a bandpass filter is based on the principle of the appearance of resonant cavities in the wave-water channel. To form a bandpass filter, an SIW waveguide model with a critical frequency of 8 GHz was created, after which resonant cavities were formed in the channel using diaphragms. To determine the dimensions of the diaphragms, models of a rectangular waveguide with air filling and a range of operating frequencies increased by the root of the dielectric constant of the medium times were obtained. By applying the principles of electrodynamic similarity, estimated passband frequencies for the SIW filter were obtained. After the formation of the full SIW model of the band pass filter, it was found that it is possible to maintain high transmission in the passband and rejection in the stopband. The frequency shift from the target value obtained using the electrodynamic similarity method was about 0.5 GHz. The above results show that waveguide bandpass filters can be implemented in the SIW design, which allows for the selection of electromagnetic waves, which will expand the range of devices in which the use of SIW waveguides is possible

Key words: waveguide filter, SIW technology, band pass filter

References

1. Ovechkin V.S., Popov N.O. "Alternate Design of Corrugated Waveguide Filters", *Herald of the Bauman MSTU, sec. Instrumentation (Vestnik MGTU im. N.E. Baumana, seriya Priborostroyeniye)*, 2018, no. 4, pp. 45-58.
2. Hardiati S., Sulistyaniingsih, Estu T.T. "The design of waveguide band pass filter with double-irises structure for airport surveillance radar applications on S-band frequency", *AIP Conference Proceedings*, 2016, vol. 1755, 7 p.
3. Plastikov A. "Automation of the process of designing antennas and microwave devices in modern software systems for electrodynamic modeling. Part 4. Waveguide filter on inductive diaphragms", *Modern Electronics (Sovremennaya elektronika)*, 2012, no. 7, pp. 58-61.
4. Komarov V.V., Lukyanov M.A. "Waveguide microwave filters: technical solutions, development trends and calculation methods", *Journal of Radioelectronics (Zhurnal radioelektroniki)*, 2021, no. 1, 18 p.

5. Ostankov, A.V., A.S. Nechaev, S.Yu. Dashyan. "Synthesis of a phased antenna array with a sector pattern", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2021, vol. 17, no. 3, pp. 78-84.

Submitted 30.10.2022; revised 15.02.2023

Information about authors

Sergey I. Derevyankin, graduate student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia); designer, JSC Concern Sozvezdie (14 Plechanovskaya str., Voronezh 394018, Russia) tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: derevyankin_sergej@bk.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8883-8446>

Evgeniy A. Ishchenko, graduate student, 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>

Aleksandr V. Ostankov, Dr. Sc. (Technical), Associate Professor, Head of the Department of Radio Engineering, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya, Voronezh 394006, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: avostankov@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2039-4081>

Sergey M. Fyedorov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), International Institute of Computer Technologies (29 b Solnechanya str., Voronezh 39026, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

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

РАСЧЕТНАЯ ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ РАСПОЗНАВАНИЯ ИСКАЖЕННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ И СИМВОЛОВ

В.И. Лопин, А.А. Рогозин, С.Ю. Сырбу, Г.Л. Тюрин

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

Аннотация: проведено экспериментальное распознавание человеком-оператором оптико-электронного средства на экране монитора изображений различных объектов и символов при искажении их пространственно-частотной фильтрацией (имитирующей «размытие») изображения оптической системой с учетом ее конечной угловой разрешающей способности) и случайным коррелированным (некоррелированным) шумом (имитирующим шум приемного тракта, а также возможные случайные искажения и помехи на трассе наблюдения). Во время проведения эксперимента для оценки степени искажения изображений объектов и символов, а также для исследования потенциальной возможности их распознавания использовался показатель, характеризующий сходство формы изображения объекта с его эталоном, на основе второй производной их корреляционного интеграла. На основе анализа и обработки полученных экспериментальных данных о вероятности распознавания человеком-оператором на экране монитора изображений различных объектов и символов при их искажении установлена зависимость вероятности распознавания от степени искажения изображений объектов и символов и получено аналитическое выражение для численного расчета вероятности их распознавания. Использование описанного подхода позволяет решать задачу оценки эффективности распознавания человеком-оператором изображений объектов и символов, а также задачу обоснования требований к оптическим средствам и объектам наблюдения

Ключевые слова: вероятность распознавания изображений, изображения объектов и символов, человек-оператор, оптико-электронные средства наблюдения

Введение

Широкое разнообразие современных оптико-электронных средств (ОЭС) обуславливает актуальность обоснования требований к их характеристикам для эффективного применения. Для количественной оценки эффективности визуального восприятия человеком изображений различных объектов и символов целесообразно использовать такой показатель, как вероятность распознавания. В настоящей статье под термином «вероятность распознавания» изображения объекта или символа понимается величина, определяющая возможность распознавания изображения объекта или символа человеком с помощью ОЭС наблюдения в типовых условиях применения. Количественно вероятность распознавания определяется как частота правильного принятия решения человеком-оператором о наличии «распознаваемого изображения» объекта или символа.

В настоящее время отсутствуют расчетные соотношения, позволяющие проводить

компьютерные оценки вероятности распознавания реальных изображений объектов и символов, для которых характерно наличие пространственного «размытия», обусловленного ограниченной разрешающей способностью оптической системы, и искажения шумом приемного тракта ОЭС наблюдения. Поэтому для оценки эффективности визуального восприятия изображений реальных объектов и символов с учетом их формы, контуров, неравномерности распределения по поверхности яркости, а также неравномерности фона, на котором они наблюдаются, требуется привлечение человека-оператора. Недостатком такого экспериментального подхода является субъективный характер получаемых оценок, высокие трудоемкость и временные затраты, необходимые для набора достаточной статистики.

Целью статьи является установление зависимости вероятности распознавания человеком-оператором на экране монитора изображений объектов и символов при их искажении, вызванном шумом приемного тракта и «размытием» оптической системой средства наблюдения, моделирующем удаление от наблюдателя, а также получение на этой основе аналитического выражения для расчета вероятности рас-

познавания искаженных «размытием» и шумом изображений объектов и символов при их визуальном восприятии человеком.

Параметр распознавания

Одним из наиболее информативных и устойчивых к изменению условий наблюдения признаков, по которому человек может осуществлять распознавание, являются контуры объекта (символа) и его элементов. В большинстве ситуаций человек-оператор успешно распознает знакомые ему объекты (символы) по силуэту или контурным признакам [3]. Поэтому в качестве показателя возможности распознавания объектов (символов) (далее – параметра распознавания) в настоящей работе был использован показатель w [1, 2], характеризующий сходство формы изображения объекта с его эталоном и представляющий собой нормированный по контрасту модуль второй производной корреляционного интеграла распознаваемого изображения (z) объекта (искаженного с учетом конечной разрешающей способности ОЭС) и изображения (t) контуров объекта (эталона) в точке экстремума (в точке пространственного совпадения эталона и изображения объекта)

$$w = \left| \frac{K_{tz}''(x, y)}{A_K} \right|, \quad (1)$$

$$\text{где } K_{tz}(x, y) = \frac{1}{I \cdot J} \sum_{i=-\frac{I-1}{2}}^{\frac{I-1}{2}} \sum_{j=-\frac{J-1}{2}}^{\frac{J-1}{2}} t(i, j)z(x+i, y+j) -$$

нормированный по площади корреляционный интеграл распознаваемого изображения (z) объекта и изображения (t) контуров объекта (эталона) в точке пространственного совпадения эталона и изображения объекта;

$z(x, y)$ и $t(i, j)$ – функции, характеризующие изображения объекта и эталона соответственно;

I и J – размеры изображения эталона;

A_K – максимальное значение контраста изображения объекта относительно эталона.

Численное значение второй производной корреляционного интеграла изображения объекта (искаженного с учетом разрешающей способности ОЭС) и изображения его контуров (эталона) рассчитывалось

$$K_{tz}''(x, y) = (K_{tz}(x+1, y) - K_{tz}(x, y)) - (K_{tz}(x, y) - K_{tz}(x-1, y)) + (K_{tz}(x, y+1) - K_{tz}(x, y)) - (K_{tz}(x, y) - K_{tz}(x, y-1)), \quad (2)$$

где (x, y) – координаты точки на изображении;

$(x \pm 1, y \pm 1)$ – координаты точки на изображении со смещением на один пиксель (влево-вправо и вверх-вниз) по координатам x и y .

Практической ценностью выбранного показателя является независимость его численных значений от формы, площади и контраста изображения объекта, а также его эффективность, субъективно соизмеримая с эффективностью распознавания человеком «размытых» и искаженных шумом изображений [1, 2], что дало основание полагать о существовании закономерности зависимости вероятности распознавания изображений исследуемых объектов от указанного показателя и было использовано в основе для получения расчетного выражения вероятности распознавания «размытых» и искаженных шумом изображений различных объектов и символов.

Для достижения цели статьи были получены экспериментальные данные о вероятности распознавания человеком-оператором на экране монитора изображений объектов и символов при искажении их пространственно-частотной фильтрацией (имитирующей «размытие» изображения оптической системой с учетом ее конечной угловой разрешающей способности) и случайным некоррелированным (имитирующим шум приемного тракта ОЭС наблюдения) и коррелированным шумом (имитирующим возможные случайные искажения и помехи на трассе наблюдения) в зависимости от параметра распознавания w .

Описание эксперимента по распознаванию искаженных изображений объектов и символов

Для проведения эксперимента было разработано специальное программное средство, позволяющее моделировать искаженные оптической системой и шумом приемного тракта ОЭС изображения объектов (символов) и предъявлять их человеку-оператору в случайной последовательности (отображать на экране монитора) для принятия им решения возможности правильного распознавания исследуемого изображения объекта (символа), а также регистрировать результаты принимаемых человеком-оператором решений и рассчитывать результирующую вероятность правильного распознавания при различных (реализованных) значениях параметра распознавания w . Для имитации искажения оптической системой изображения объекта (символа), предъявляе-

мые для принятия решения о наличии конкретного изображения объекта (символа), подвергались пространственно-частотному искажению с помощью компьютерного аналога оптического фильтра с гауссоидальной импульсной характеристикой [4], а моделирование шума на изображении осуществлялось с помощью изменения яркости изображения путем попиксельного добавления к значениям яркости изображения последовательности случайных чисел, подчиняющихся нормальному закону распределения. Для каждого из вариантов реализации нормального шума различной интенсивности и пространственно-частотного искажения изображений программное средство автоматически фиксировало условия их искажения и соответствующие им численные значения параметра распознавания w .

При проведении эксперимента в качестве ограничений и допущений было принято, что погрешности, обусловленные дискретностью, шумами, неравномерностью характеристик ОЭС и геометрическими искажениями (геометрической абберацией), при формировании исходного изображения, ввиду несущественной степени их влияния на результат, не учитываются. Кроме того, предполагалось, что качество выводимой на экран графической информации при отображении на экране монитора распознаваемых изображений не хуже воспринимаемой (разрешающей) способности зрения человека-оператора по угловому и яркостному разрешению.

В экспериментальном наборе статистических данных о вероятности распознавания изображений объектов (символов) в качестве операторов ОЭС участвовало десять обученных (тренированных) для распознавания человек. С помощью разработанного программного средства на монитор в случайной последовательности выводились изображения букв, символов и различных объектов. Предъявляемые для распознавания изображения искажались нормальным шумом и «размывались» путем их пространственно-частотной фильтрации, причем степень их искажения варьировалась от минимальной (изображение не изменяется) до максимальной (изображение не могут быть распознаны операторами). Примеры таких изображений, предъявляемых операторам для распознавания на фоне коррелированного шума и «размытых» пространственно-частотной фильтрацией, с соответствующими им значениями параметра распознавания w представлены на рис. 1. На рисунке можно увидеть, что при больших значениях параметра распознавания w изображения распознаются операторами луч-

ше, то есть вероятность их распознавания больше по сравнению с изображениями, у которых значение параметра распознавания меньше.

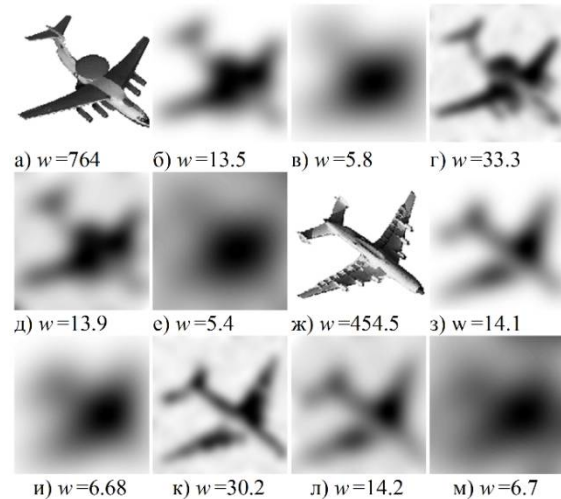


Рис. 1. Примеры искаженных изображений и соответствующие им значения параметра распознавания w

На рис. 2а, 3а, 4а, 4б и 4в представлены примеры наборов изображений, различных геометрических символов, букв и реальных объектов, предъявляемых для распознавания при проведении эксперимента.

Каждый раз при принятии решения о наличии на искаженном изображении «распознаваемого» объекта (символа), заданного в качестве «эталонного» перед началом распознавания, человек-оператор не знал, изображение какого объекта в данный момент ему представлено, и принимал один из двух вариантов решения: «на изображении присутствует распознаваемый объект (символ)» или «на изображении нет распознаваемого объекта (символа)», то есть на изображении другой (отличный от распознаваемого) объект (символ) или изображение невозможно распознать (принимается отказ от распознавания). Для подсчета итогового значения вероятности правильного распознавания изображений (частоты правильного принятия решения человеком-оператором о наличии на изображении «распознаваемого» объекта (символа)) для каждого варианта искажения изображения, характеризуемого значением параметра распознавания w , проводилось не менее 1000 опытов. В каждой серии опытов для распознавания использовался только один из наборов изображений объектов или символов.

Результаты экспериментально полученных значений вероятности распознавания в зависи-

мости от параметра распознавания w представлены на рис. 2б, 3б, 4г, 5 и 6 маркерами в виде звездочек.

а) Я Х Т С П К Е В Б А

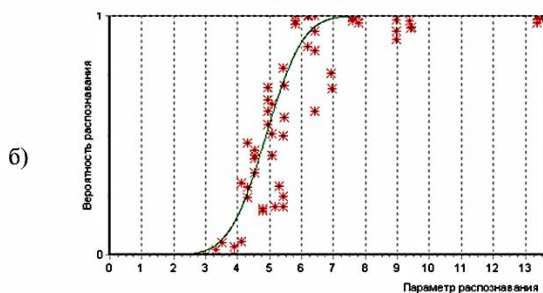


Рис. 2. Серия изображений букв (а), предъявляемых для распознавания, (б) – результаты их экспериментального распознавания человеком-оператором (звездочки) и аппроксимации (сплошная линия)

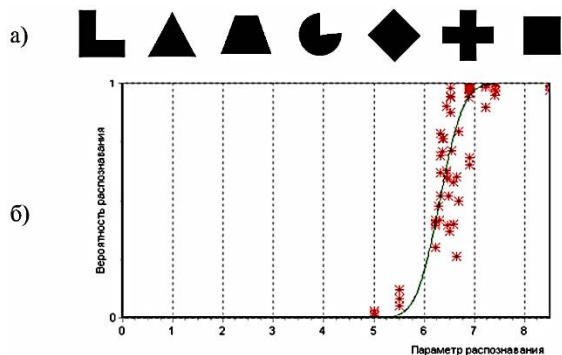


Рис. 3. Серия изображений геометрических фигур (а), предъявляемых для распознавания, (б) – результаты их экспериментального распознавания человеком-оператором (звездочки) и аппроксимации (сплошная линия)

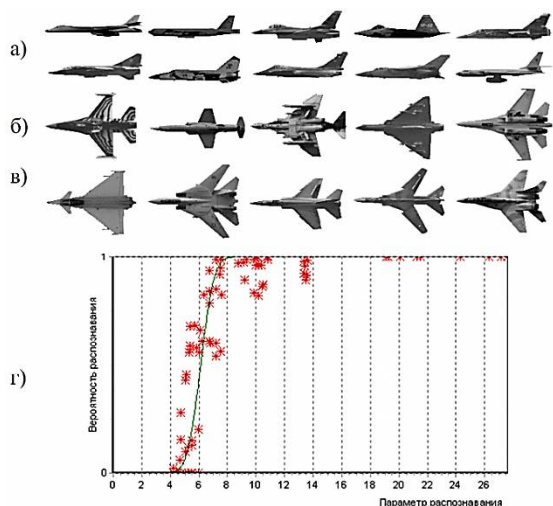


Рис. 4. Серии изображений самолетов (а)...(в), предъявляемых для распознавания, (г) – результаты их экспериментального распознавания человеком-оператором (звездочки) и аппроксимации (сплошная линия)

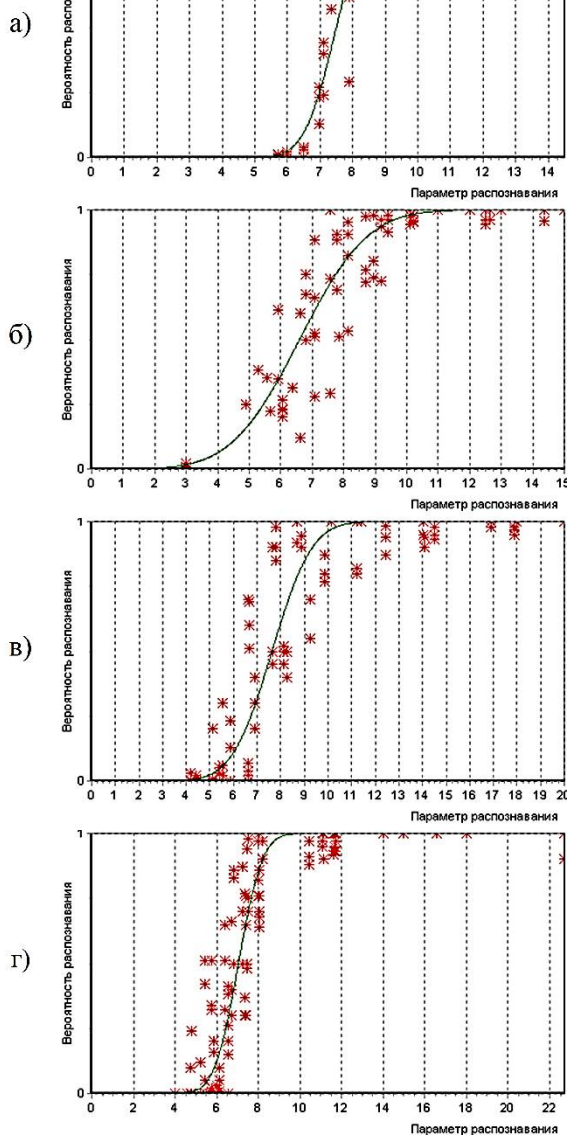


Рис. 5. Результаты экспериментального распознавания изображений автомобилей (а), танков (б), кораблей (в), вертолетов (г) человеком-оператором (звездочки) и аппроксимации (сплошная линия)

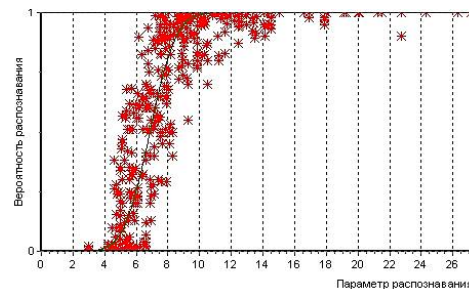


Рис. 6. Результаты экспериментального распознавания всех изображений объектов и символов человеком-оператором (звездочки) и аппроксимации методом наименьших квадратов (сплошная линия)

В результате проведенного эксперимента было установлено, что вероятность правильного распознавания изображений объектов (символов) каждым из операторов монотонно зависит от параметра распознавания w , а его пороговый уровень, когда операторы начинают ошибаться при распознавании (пороговое значение правильного распознавания), лежит в одинаковых пределах и не зависит от самих распознаваемых изображений.

Аналитическое выражение для расчета вероятности распознавания искаженных изображений объектов и символов

На основе анализа вида распределения экспериментально полученных значений вероятности распознавания различных объектов и символов (маркеры в виде звездочек на рис. 2 – б) в зависимости от параметра распознавания w для расчета численного значения вероятности распознавания P было предложено использовать аппроксимирующее выражение

$$P(w) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_{-\infty}^{\left(\frac{w-a1}{a2}\right)} e^{\left(\frac{-z^2}{2}\right)} dz, \quad (3)$$

где $a1, a2$ – параметры аппроксимации;
 z – переменная интегрирования.

Для оценки параметров аппроксимации $a1$ и $a2$ в выражении (3) использовались численные методы оценивания нелинейных моделей [5]. Оценки параметров аппроксимации вычислялись путем минимизации среднеквадратической ошибки аппроксимации экспериментально полученных данных о зависимости вероятности распознавания изображений объектов и символов от параметра распознавания w .

Результирующие функции, аппроксимирующие экспериментальные данные по методу наименьших квадратов, для каждого из типов распознаваемых изображений объектов (символов) по отдельности представлены сплошной линией на рис. 2 – 5, а для всех типов одновременно – на рис. 6. В таблице представлены обобщенные значения параметров аппроксимирующего выражения (3) и средней ошибки расчета вероятности распознавания, полученные для различных типов распознаваемых изображений.

Таким образом, для расчетной оценки вероятности распознавания объектов (символов)

можно использовать расчетное соотношение (3) с параметрами аппроксимации $a1$ и $a2$. Физический смысл предлагаемого соотношения состоит в том, что оно определяет зависимость вероятности распознавания изображений объектов (символов) от параметра распознавания w для «усредненного» («стандартного») человека-оператора.

Значения параметров $a1$ и $a2$ аппроксимирующего выражения (3)

Тип распознаваемого изображения	Численные значения параметров $a1$ и $a2$ аппроксимирующего выражения (3)	Средняя относительная ошибка расчета вероятности распознавания, %
Буквы	4.9, 0.9	10.4
Геометрические фигуры	6.3, 0.37	9.1
Самолеты	6.2, 1	9.2
Автомобили	7.5, 0.8	8.1
Танки	6.6, 1.7	7.8
Корабли	7.6, 1.3	10.9
Вертолеты	7, 0.9	9.6
Объекты и символы	6.9, 1.3	11

Полученное расчетное соотношение может быть положено в основу методики расчетной оценки вероятности распознавания изображений объектов (символов). Далее приведена последовательность расчета вероятности и дальности распознавания объектов (символов) при реализации принципа «измерение-моделирование».

Исходными данными для расчета вероятности и дальности распознавания объектов (символов) являются изображения исследуемых объектов (символов), полученные в результате непосредственных измерений или с помощью компьютерного моделирования.

С использованием исходного «идеального» изображения объекта (символа) рассчитывается серия его изображений для различных значений дальности наблюдения с учетом конечной разрешающей способности средства наблюдения. Для каждого из этих изображений рассчитывается искомая величина вероятности распознавания.

Исходное изображение объекта (символа) пересчитывается для требуемой дальности наблюдения и углового разрешения аппаратуры наблюдения с учетом гауссовой функции, ап-

проксимирующей функцию рассеяния точки оптической системы и матрицы фотоприемников, по формуле [4]

$$b(x, y) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{\delta_k}{\delta_n}\right)^2} \cdot \sum_{i=-\frac{I-1}{2}}^{\frac{I-1}{2}} \sum_{j=-\frac{J-1}{2}}^{\frac{J-1}{2}} z(x+i, y+j) \cdot \exp\left(-\frac{i^2 + j^2}{2 \cdot \left(\frac{\delta_k}{2 \cdot \Gamma \cdot \delta_n}\right)^2}\right), \quad (4)$$

где $z(x,y)$ и $b(x,y)$ – функции, характеризующие исходное и пересчитанное изображения, соответственно;

I и J – размеры изображений;

δ_k – угловое разрешение аппаратуры наблюдения, Ср;

$\delta_n = \frac{\Delta}{D}$ – угловые размеры одного пикселя

исходного изображения, Ср;

Δ – линейный размер пикселя в плоскости расположения объекта, м;

D – дальность наблюдения, м;

i, j – координаты пикселя на исходном изображении;

x, y – координаты пикселя на пересчитанном изображении.

Далее по изображениям, пересчитанным на требуемую дальность наблюдения с учетом угловой разрешающей способности ОЭС наблюдения, рассчитывается численное значение параметра распознавания w [1, 2].

На конечном этапе с помощью выражения (3) с использованием параметров аппроксимации $a1$ и $a2$ (таблица) рассчитывается вероятность распознавания человеком-оператором ОЭС исследуемого объекта (символа).

Для определения дальности распознавания объекта (символа) с заданной вероятностью необходимо рассчитать последовательность изображений объекта (символа), соответству-

ющих различной дальности наблюдения. По рассчитанной последовательности изображений определяется изображение, соответствующее заданному (требуемому) значению вероятности распознавания.

Выводы

На основе анализа и обработки экспериментальных данных о вероятности распознавания человеком-оператором искаженных пространственно-частотной фильтрацией и случайным шумом (моделирующих «размытие» оптической системой средства наблюдения и шум приемного тракта) изображений объектов и символов установлена зависимость вероятности их распознавания от предложенного ранее показателя [1, 2] и получено выражение для расчетной оценки вероятности распознавания искаженных «размытием» и шумом изображений объектов и символов. Использование описанного в статье подхода, реализующего принцип «измерение-моделирование», позволяет решать задачу оценки эффективности распознавания человеком изображений объектов (символов) и обоснования требований к оптическим средствам и объектам наблюдения без привлечения для этого человека-оператора ОЭС, а также исключить субъективность получаемых оценок.

Литература

1. Мочалин В.Д., Рогозин А.А. Распознавание изображений на неоднородном по яркости фоне // Метрология. 2003. № 10. С. 39–43.
2. Мочалин В.Д., Рогозин А.А. Классификация изображений по форме // Измерительная техника. 2002. № 5. С. 35–38.
3. Карасик В.Е., Орлов В.М. Лазерные системы видения. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2001. 352 с.
4. Красильников Н.Н. Цифровая обработка 2D- и 3D-изображений. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 608 с.
5. Базара М., Шетти К. Нелинейное программирование. Теория и алгоритмы. М.: Мир, 1982. 583 с.

Поступила 27.11.2022; принята к публикации 15.02.2023

Информация об авторах

Лопин Виктор Игоревич – канд. техн. наук, доцент, старший научный сотрудник, 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, 54 «А»), тел. +7(910)744-50-74, e-mail: lvi65@rambler.ru

Рогозин Андрей Александрович – канд. техн. наук, старший научный сотрудник, 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, 54 «А»), тел. +7 (950)772-49-59, e-mail: izvoronoga@mail.ru

Сырбу Светлана Юрьевна – ведущий инженер-программист, 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, 54 «А»), тел. +7(951)550-09-17, e-mail: lana_zinziver@mail.ru

Тюрин Герман Леонидович – канд. техн. наук, старший научный сотрудник, 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, 54 «А»), тел. +7(908)139-57-58, e-mail: germtyr@yandex.ru

ESTIMATED PROBABILITY OF RECOGNITION OF DISTORTED IMAGES OF OBJECTS AND SYMBOLS

V.I. Lopin, A.A. Rogozin, S.Yu. Syrбу, G.L. Tyurin

**Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces “N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin
Military-Air Academy”, Voronezh, Russia**

Abstract: an experimental recognition of images of various objects and symbols on the monitor screen by a human operator of an optoelectronic device was carried out when they were distorted by spatial-frequency filtering (simulating the "blurring" of the image by an optical system taking into account its finite angular resolution) and random correlated (uncorrelated) noise (simulating the noise of the receiving path, as well as possible random distortions and interference on the observation track). During the experiment, to assess the degree of distortion of images of objects and symbols, as well as to investigate the potential for their recognition, an indicator was used that characterizes the similarity of the shape of the image of an object with its standard, based on the second derivative of their correlation integral. Based on the analysis and processing of experimental data obtained in the article on the probability of recognition by a human operator on the monitor screen of images of various objects and symbols when they are distorted, the dependence of the recognition probability on the degree of distortion of images of objects and symbols is established and an analytical expression for numerical calculation of the probability of their recognition is obtained. The use of the described approach makes it possible to solve the problem of evaluating the effectiveness of recognition by a human operator of images of objects and symbols, as well as the problem of substantiating the requirements for optical means and objects of observation

Key words: probability of image recognition, images of objects and symbols, human operator, optical-electronic means of observation

References

1. Mochalin V.D., Rogozin A.A. "Image recognition on a background of heterogeneous brightness", *Metrology (Metrologiya)*, 2003, no. 10, pp. 39-43.
2. Mochalin V.D., Rogozin A.A. "Classification of images by shape", *Measuring Technique (Izmeritel'naya tekhnika)*, 2002, no. 5, pp. 35-38.
3. Karasik V.E., Orlov V.M. "Laser vision systems", Moscow: Bauman MSTU, 2001, 352 p.
4. Krasil'nikov N.N. "Digital processing of 2D and 3D images", St. Petersburg: BHV-Peterburg, 2011, 608 p.
5. Bazara M., Shetty K. "Nonlinear programming. Theory and algorithms", Moscow: Mir, 1982, 583 p.

Submitted 27.11.2022; revised 15.02.2023

Information about the authors

Viktor I. Lopin, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Senior Researcher, Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces “N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air Academy” (54 "A" Starykh bol'shevikov str., Voronezh 394064, Russia), tel. +7(910)744-50-74, e-mail: lvi65@rambler.ru.

Andrey A. Rogozin, Cand. Sc. (Technical), Senior Researcher, Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces “N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air Academy” (54 "A" Starykh bol'shevikov str., Voronezh, 394064, Russia), tel. +7(950)772-49-59, e-mail: izvoronega@mail.ru

Svetlana Yu. Syrбу, Leading Software Engineer, Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces “N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air Academy” (54 "A" Starykh bol'shevikov str., Voronezh 394064, Russia), tel. +7(951)550-09-17, e-mail: lana_zinziver@mail.ru

German L. Tyurin, Cand. Sc. (Technical), Senior Researcher, Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces “N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air Academy” (54 "A" Starykh bol'shevikov str., Voronezh 394064, Russia), tel. +7(908)139-57-58, e-mail: germtyr@yandex.ru

АНАЛИТИЧЕСКАЯ ДВУМЕРНАЯ ВЕРОЯТНОСТНАЯ МОДЕЛЬ РАДИОСИГНАЛА

Д.А. Глушков¹, М.Ю. Калинин², Ю.В. Литвиненко³

¹ ИП «Helper», г. Воронеж, Россия

² ООО «Голдекс», г. Москва, Россия

³ Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается аналитическая двумерная вероятностная модель последовательности отсчетов радиосигнала, отображающая вид модуляции и другие свойства его внутренней структуры, отличающаяся от традиционных моделей узкополосных радиосигналов. На ее основе имеется возможность исследований алгоритмов обработки сигнала в задачах их обнаружения и классификации, в том числе и на основе марковских моделей, что позволяет реализовать оптимальные алгоритмы формирования решений с заданной достоверностью. Графически плотность вероятностей представляется поверхностью в трехмерном пространстве, форму которой удобно сравнивать с экспериментальными двумерными гистограммами сигналов с целью подбора наиболее адекватной модели. При небольшом числе параметров модели можно реализовать различные формы двумерных плотностей вероятностей, характерных для сигналов с различными видами модуляции. Имеется возможность построения комбинированной аналитической модели в виде взвешенной суммы моделей с меньшим числом независимых параметров, что упрощает возможности формирования сложных трехмерных поверхностей двумерных плотностей вероятностей. Параметры модели, определенные по результатам статистической обработки выборки отсчетов сигнала, могут самостоятельно использоваться в задачах классификации наблюдаемых случайных процессов. На основе марковской модели реализуется имитатор случайных сигналов с заданными двумерными вероятностными свойствами. На основе предлагаемой аналитической модели можно построить универсальный имитатор, управляемый выбранными параметрами

Ключевые слова: марковская модель, имитатор случайных сигналов, аналитические модели радиосигналов, двумерные гистограммы радиосигналов

Введение

В радиотехнике [1-3] используются вероятностные модели модулированных сигналов в виде гармонического колебания со случайными амплитудами и фазами с соответствующими одномерными плотностями вероятностей. В [4] показано, что двумерные распределения вероятностей и соответствующие им марковские модели [5] сигналов с различными видами модуляции имеют сложную структуру. На их основе реализуются универсальные алгоритмы автоматической классификации радиосигналов по наблюдаемым реализациям. На базе марковской модели могут быть построены программные и аппаратные имитаторы случайных процессов с заданным двумерным распределением вероятностей [6, 7].

Экспериментальные оценки двумерного распределения вероятностей (гистограммы) отсчетов радиосигнала описываются квадратными матрицами размера $M \times M$, где M – число уровней дискретизации сигнала аналогоцифровым преобразователем (АЦП), напри-

мер, $M = 256$, что достаточно громоздко и не позволяет получить аналитическое описание модели.

Представляет интерес разработка аналитических моделей [8] радиосигналов в виде двумерной плотности вероятностей соседних отсчетов с ограниченным числом параметров, форма которой согласуется с экспериментальными гистограммами.

Примеры экспериментальных двумерных гистограмм радиосигналов

Проведены экспериментальные исследования последовательностей отсчетов радиосигналов, сформированной АЦП ($m = 6$ – число разрядов, $M = 2^m = 64$ число уровней дискретизации) с частотой f_d в соответствии с теоремой отсчетов Котельникова [1]. По выборке отсчетов $X = \{x_1, x_2, \dots, x_N\}$, $N > 10^6$ – объем выборки, вычисляются числа l_{ij} (двумерная гистограмма) переходов значений отсчетов от $x_{n-1} = i$ к $x_n = j$, $i, j = \overline{0, (M-1)}$ при $n = \overline{2, N}$, причем

$$\sum_{i=1}^{M-1} \sum_{j=1}^{M-1} L_{ij} = N - 1, \quad (1)$$

и оценивается двумерное распределение вероятностей переходов

$$w(i, j) = \frac{l_{ij}}{N-1}. \quad (2)$$

На рис. 1 показаны примеры зависимостей $w(i, j)$ для сигналов двух радиостанций с аналоговой амплитудной модуляцией (AM), а на рис. 2 – с широкополосной частотной модуляцией (WFM).

На рис. 3а приведена диаграмма $w(i, j)$ сигнала с узкополосной частотной модуляцией (NFM), а на рис. 3б изображены ее линии уровня, имеющие вид концентрических окружностей, как и для сигналов на рис. 1 и рис. 2.

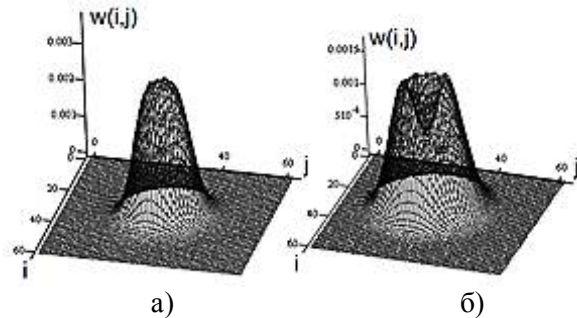


Рис. 1. Распределение вероятностей переходов для сигнала с AM

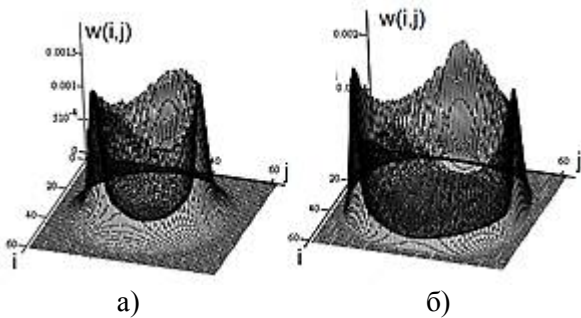


Рис. 2. Распределение вероятностей переходов для сигнала с WFM

На рис. 4а показана зависимость $w(i, j)$ радиосигнала с цифровой двоичной частотной манипуляцией с гауссовской фильтрацией и минимальным частотным сдвигом (Gaussian Minimum Shift Keying - GMSK), а на рис. 4б – та же диаграмма видом «сверху».

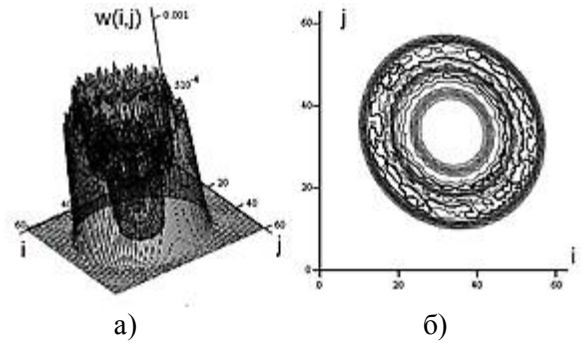


Рис. 3. Распределение вероятностей переходов для сигнала с NFM

Как видно, форма диаграмм на рис. 1 – рис. 3 сложна, разнообразна, имеет вид, близкий к фигуре вращения, при этом можно выделить типовые формы:

- колоколообразная (рис. 1а);
- колоколообразная с центральным провалом (рис. 1б);
- в виде кольцевой стены с неравномерными краями (рис. 2 и рис. 3);
- в виде симметричной группы неравномерных кольцевых стен (рис. 4).

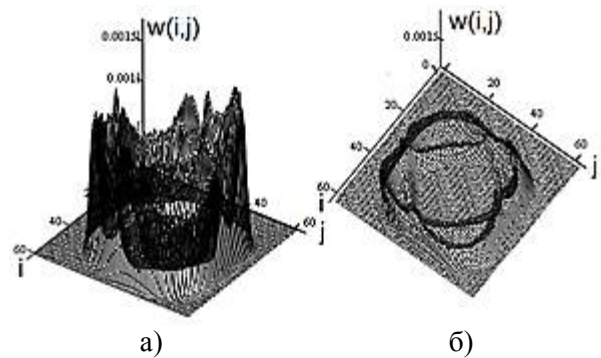


Рис. 4. Распределение вероятностей переходов для сигнала с GMSK

В выборке $X = \{x_1, x_2, \dots, x_N\}$ соседние отсчеты взаимосвязаны, и для вероятностного описания их последовательности можно использовать марковские модели [5], например, простую цепь Маркова с вероятностями перехода p_{ij} отсчетов от значения от $x_{n-1} = i$ к $x_n = j$ в виде

$$p_{ij} = \frac{l_{ij}}{\sum_{k=1}^M l_{ik}}. \quad (3)$$

На основе марковской модели реализуется имитатор случайного процесса с матрицей переходных вероятностей, построенной по заданной двумерной плотности вероятностей.

Формирование двумерного распределения вероятностей

Двумерное распределение вероятностей $w(i, j)$ (2) определяется плотностью вероятностей $W(x, y)$ соседних непрерывных значений наблюдаемого сигнала $s(t)$ в соседние моменты времени $x = s(t_{n-1})$ и $y = s(t_n)$, преобразованных АЦП в дискретные отсчеты $x_{n-1} = i$ и $x_n = j$. Обозначив пороговые уровни АЦП $g_k, k = \overline{0, M}$ - их номера, соответствующие целочисленным значениям (кодам) отсчетов $i, j = \overline{0, (M-1)}$, получим [8]

$$w(i, j) = \int_{g_{i-1}}^{g_i} \int_{g_{j-1}}^{g_j} W(x, y) dy dx, \quad (4)$$

а для переходных вероятностей марковской модели соответственно

$$p_{ij} = \frac{\int_{g_{i-1}}^{g_i} \int_{g_{j-1}}^{g_j} W(x, y) dy dx}{\int_{g_{i-1}}^{g_i} \int_{-\infty}^{\infty} W(x, y) dy dx}. \quad (5)$$

Таким образом, для формирования распределения вероятностей $w(i, j)$ (4) и марковской модели p_{ij} (5) необходимо записать выражение для двумерной плотности вероятностей $W(x, y)$, которое позволяло бы получить спектр диаграмм, подобных показанным на рис. 1 – рис. 4, имело бы небольшое число параметров, определяющих форму этих диаграмм.

Аналитическая модель двумерной плотности вероятностей

Выражение для плотности вероятностей $W(x, y)$ можно записать в виде

$$W(x, y) = \frac{f(x, y)}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(u, v) du dv} \quad (6)$$

для достаточно произвольной аналитической функции двух переменных $f(x, y)$.

Как видно из рис. 1 – рис. 4 базовая форма диаграмм является колоколообразной, для которой можно выбрать функцию

$$f_0(x, y, d) = \exp\{-(x^2 + y^2)^d\}, \quad (7)$$

параметр d определяет крутизну скатов «колокола». При подстановке (7) в (6) получим формулу плотности вероятностей $W(x, y)$, пример поверхности показан на рис. 5а, ее форма сов-

падает с показанной на рис. 1а для сигнала с АМ.

Введем в рассмотрение функцию

$$f_1(x, y, \vec{v}) = \exp\{a(x^2 + b \cdot y^2)\} \cdot f_0(x, y, d), \quad (8)$$

где $\vec{v} = \{a, b, d\}$ – вектор параметров, в котором параметр a определяет наличие и глубину «провала» в центре колокола (подобно форме распределения вероятностей на рис. 1б), а b – неравномерность «стены» поверхности, примеры расчета плотности вероятностей $W(x, y)$ (6) с учетом (8) показаны на рис. 5б (при $b = 1$ неравномерность отсутствует, как на рис. 1б), рис. 5в (при $b > 1$ провал вдоль оси x) и рис. 5г (при $b < 1$ провал вдоль оси y , как на рис. 2а).

Функция, подобная (8), предложена в [8] для формирования модели двумерной плотности вероятностей. Как видно, она не охватывает всех форм экспериментальных двумерных распределений вероятностей.

Для формирования поверхностей вида рис. 2б с провалами вдоль осей x и y можно использовать комбинацию функций $f_1(x, y)$ (8) в вид

$$f_2(x, y, \vec{v}_1, \vec{v}_2) = A \cdot f_1(x, y, \vec{v}_1) + B \cdot f_1(x, y, \vec{v}_2), \quad (9)$$

где обозначены векторы параметров $\vec{v}_1 = \{a_1, b_1, d_1\}$ и $\vec{v}_2 = \{a_2, b_2, d_2\}$. На рис. 6а показана диаграмма плотности вероятностей $W(x, y)$ с функцией $f_2(x, y)$ (9) при $\vec{v}_1 = \{a_1 = 7, b_1 = 0,8, d_1 = 2\}$, $\vec{v}_2 = \{a_2 = 7, b_2 = 1,2, d_2 = 2\}$, $A = 1$ и $B = 0,005$, а на рис. 6б – ее линии уровня. Как видно, реализуется сложная поверхность, подобная показанной на рис. 2б.

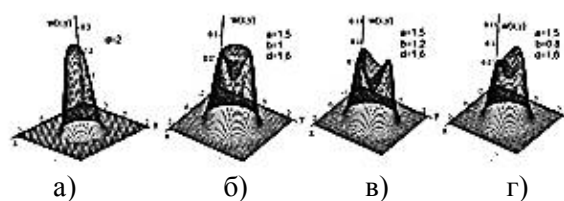


Рис. 5. Моделирование распределения вероятностей переходов

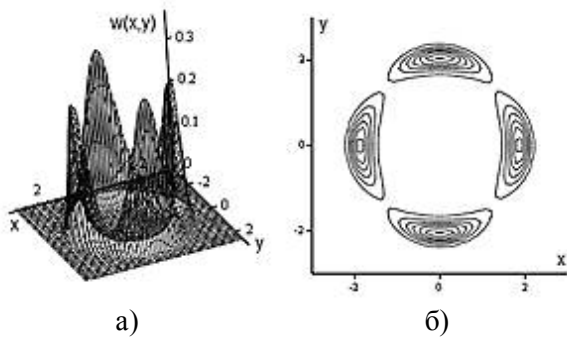


Рис. 6. Моделирование распределения вероятностей переходов

На рис. 7а приведена диаграмма плотности вероятностей $W(x, y)$ с функцией $f_2(x, y)$ (9) при $\vec{v}_1 = \{a_1 = 6, b_1 = 1, d_1 = 2\}$, $\vec{v}_2 = \{a_2 = 1, b_2 = 1, d_2 = 10\}$, $A = 0,0005$ и $B = 1$, а на рис. 7б – ее линии уровня. При необходимости для создания провалов в «стенах» необходимо изменить значения b_1 и b_2 . Как видно, реализуется сложная поверхность, подобная показанной на рис. 2б и для этого необходимо всего 8 параметров модели.

Для создания более сложных форм, подобных показанной на рис. 4, можно усложнить функцию (8), поворот ее в плоскости (x, y) выполняется преобразованием координат.

Предлагаемые аналитические модели могут использоваться при исследовании алгоритмов классификации случайных процессов и их чувствительности к изменениям статистических характеристик поступающих потоков данных, например, с помощью энтропийных оценок решающих статистик [9].

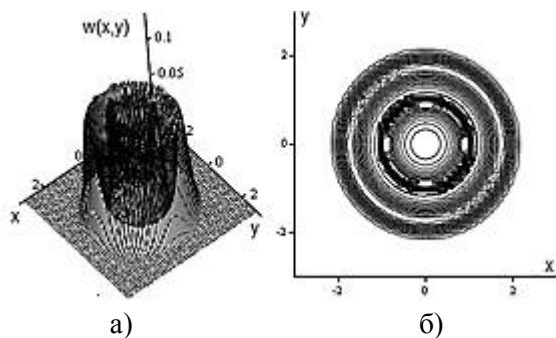


Рис. 7. Моделирование распределения вероятностей переходов

Выражение (5) позволяет сформировать марковскую модель наблюдаемого радиосигнала и построить имитатор последовательности отсчетов сигнала с возможностью управ-

ления ее свойствами выбором параметров предлагаемой аналитической модели.

Заключение

Предлагается аналитическая модель двумерной плотности вероятностей соседних значений отсчетов радиосигналов, отражающая статистические свойства экспериментальных реализаций и обладающая небольшим числом параметров. Показано, что появляется возможность подобрать параметры аналитической модели под достаточно сложную гистограмму переходов наблюдаемого случайного процесса. На основе предложенных соотношений можно построить марковскую модель радиосигнала, и на этой основе построить имитатор соответствующей последовательности отсчетов с возможностью управлять ее статистическими свойствами изменением параметров аналитической модели.

Литература

1. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Советское радио, 1970. 728с.
2. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. М.: Советское радио, 1969. 752с.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
4. Markov model based mathematical representation of radio signals / A.N. Glushkov, V.V. Menshikh, N.S. Khohlov, O.I. Bokova, M.Y. Kalinin // 2nd International Ural Conference on Measurements (URAL-CON) Proceedings. 2017. P. 239-244.
5. Тихонов В.И., Миронов М.А. Марковские процессы. М.: Советское радио, 1977. 488 с.
6. Пат. 2690780 Российская Федерация, МПК G06F 7/58, H04B 29/00, G01S 7/02. Цифровой имитатор случайных сигналов / Глушков А.Н., Калинин М.Ю., Литвиненко В.П., Литвиненко Ю.В.; заявитель и патентообладатель Воронежский государственный технический университет. № 2018123052; заявл. 25.06.2018; опубл. 05.06.2019, Бюл. №16. 3с.
7. Цифровой имитатор случайного процесса на основе марковской модели / А.Н. Глушков, М.Ю. Калинин, В.П. Литвиненко, Ю.В. Литвиненко //Актуальные проблемы прикладной математики, информатики и механики: сб. тр. Междунар. науч.-техн. конф. Воронеж: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет», 2020. С. 760-767.
8. Калинин М.Ю. Двумерная обобщенная вероятностная модель радиосигналов // Вестник Воронежского института высоких технологий. 2021. №1 (36). С. 16-18.
9. Калинин М.Ю., Чопоров О.Н. Энтропийные оценки решающих статистик алгоритма классификации случайных процессов // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. 2020. Т.8. №4. С. 15-16.

Поступила 22.12.2022; принята к публикации 15.02.2023

Информация об авторах

Глушков Дмитрий Алексеевич – специалист по техническому обслуживанию, ИП «Ihelper» (394018, Россия, г. Воронеж, ул. Плехановская, д.25), e-mail: realsoftcompany@gmail.com

Калинин Максим Юрьевич – начальник отдела, ООО «Голдекс» (109387, Россия, г. Москва, ул. Люблинская, д. 42), e-mail: maks@oxrana.org

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

ANALYTICAL TWO-DIMENSIONAL PROBABILISTIC RADIO SIGNAL MODEL

D.A. Glushkov¹, M.Yu. Kalinin², Yu.V. Litvinenko³

¹**IP "Ihelper", Voronezh, Russia**

²**LLC "Goldex", Moscow, Russia**

³**Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia**

Abstract: we considered an analytical two-dimensional probabilistic model of a sequence of samples of a radio signal, displaying the type of modulation and other properties of its internal structure, which differs from traditional models of narrowband radio signals. Based on it, it is possible to study algorithms for signal processing in problems of their detection and classification, including on the basis of Markov models, which allows us to implement optimal algorithms for generating solutions with a given reliability. Graphically, the density of variables is represented by a surface in three-dimensional space, the shape of which is convenient to compare with experimental two-dimensional histograms of signals in order to select the most adequate model. With a small number of model parameters, it is possible to implement various forms of two-dimensional probability densities characteristic of signals with different types of modulation. It is possible to construct a combined analytical model in the form of a weighted sum of models with fewer independent parameters, which reduces the possibility of forming complex three-dimensional surfaces of two-dimensional probability densities. The parameters of the model, determined by the results of statistical processing of a sample of signal samples, can be independently used in classification problems of observed random processes. Based on the Markov model, we implemented a simulator of random signals with specified two-dimensional probabilistic properties. On the basis of the proposed analytical model, it is possible to build a universal simulator controlled by the selected parameters

Key words: Markov model, random signal simulator, analytical models of radio signals, two-dimensional histograms of radio signals

References

1. Fink L.M. "Theory of transmission of discretionary messages" ("Teoriya peredachi diskretnykh soobshcheniy"), Moscow: Sovetskoe Radio, 1970, 728 p.
2. Levin B.R. "Theoretical foundations of statistical radio engineering" ("Teoreticheskie osnovy statisticheskoy radiotekhniki"), Moscow: Sovetskoe Radio, 1969, 752 p.
3. Sklyar B. "Digital communication. Theoretical foundations and practical application" ("Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primeneniye"), Moscow: Williams, 2003, 1104 p.
4. Glushkov A.N., Menshikh V.V., Khokhlov N.S., Bokova O.I., Kalinin M.Y. "Markov model based mathematical representation of radio signals", *Proc. of the 2nd Int. Ural Conf. on Measurements (URALCON)*, 2017, pp. 239-244.
5. Tikhonov V.I., Mironov M.A. "Markov processes", Moscow: Sovetskoe Radio, 1977, 488 p.
6. Glushkov A.N., Kalinin M.Yu., Litvinenko V.P., Litvinenko Yu.V. "Digital simulator of random signals" ("Tsifrovoy imitator sluchaynykh signalov"), patent 2690780 of Russian Federation, appl. 25.06.2018, publ. 05.06.2019, bul. no. 16, 3p.
7. Glushkov A.N., Kalinin M.Yu., Litvinenko V.P., Litvinenko Yu.V. "Digital simulator of a random process based on a Markov model", *Proc. of the Int. Sci. and Tech. Conf.: Actual Problems of Applied Mathematics, Computer Science and Mechanics (Aktual'nye problemy prikladnoy matematiki, informatiki i mekhaniki)*, Voronezh State University, 2020, pp. 760-767.
8. Kalinin M.Yu. "Two-dimensional generalized probabilistic model of radio signals", *Bulletin of Voronezh Institute of High Technologies (Vestnik Voronezhskogo instituta vysokikh tekhnologiy)*, 2021, no. 1(36), pp. 16-18.
9. Kalinin M.Yu., Choporov O.N. "Entropy estimates of the decisive statistics of the algorithm for classifying random processes", *Modeling, Optimization and Information Technologies (Modelirovanie, optimizatsiya i informatsionnye tekhnologii)*, 2020, vol. 8, no. 4, pp. 15-16.

Submitted 22.12.2022; revised 15.02.2023

Information about the authors

Dmitriy A. Glushkov, maintenance specialist, IP "Ihelper" (25 Plekhanovskaya str., Voronezh 394018, Russia), e-mail: realsoftcompany@gmail.com

Maksim Yu. Kalinin, Head of department, LLC "Goldex" (42 Lublinskaya str., Moscow 109387, Russia), e-mail: maks@oxrana.org
Yuliya V. Litvinenko, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: j.v.litvinenko@yandex.ru

ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ МЕТОДИКИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ДЛЯ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ СВЯЗИ

М.А. Ромащенко, Р.Г. Коновалов, М.Е. Воробьев

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: изложены основные этапы обеспечения электромагнитной совместимости для подвижных объектов связи. Описаны особенности размещения радиоэлектронных средств в ограниченных пространствах. Рассмотрены факторы, обуславливающие непреднамеренные помехи. Приведена структурная схема основных этапов обеспечения электромагнитной совместимости. Представлен алгоритм действий для каждого этапа. Выполнение алгоритма позволит уменьшить уровни непреднамеренных помех до допустимых и обеспечит возможность одновременного образования радиоканалов в подвижном объекте на всех его радиосредствах. Выделен этап оценки влияния промышленных радиопомех на тракты радиоприёмных устройств радиоэлектронных средств. Для него приведена структурная схема с пошаговым описанием испытаний от нескольких источников энергоснабжения. Представлены схемы измерения посторонних и суммарных радиопомех. Изложены особенности этапа оценки качества связи на типовых дистанциях при использовании вспомогательного однотипного объекта при передаче артикуляционных таблиц. Измеренное качество связи радиоканала позволит оценить выполнение задачи обеспечения электромагнитной совместимости. Определены пути дальнейшего совершенствования методики электромагнитной совместимости. Применение рассмотренной методики способствует оптимизации временных затрат при подготовке и проведении испытаний, а также может использоваться для эффективной подготовки молодых специалистов

Ключевые слова: электромагнитные помехи, радиоэлектронное средство, обеспечение электромагнитной совместимости

Введение

Задача обеспечения внутриобъектовой электромагнитной совместимости (ЭМС) подразумевает наличие совокупности разнородных технических средств, аппаратуры и оборудования, обеспечивающих одновременную работу и устанавливаемых в ограниченном объёме пространства, отделённом от окружающей среды, как правило, металлической оболочкой объекта.

Для минимизации занимаемого объёма технические средства, аппаратура и оборудование этих объектов имеют плотную компоновку и общие цепи питания и заземления.

Краткая характеристика объекта исследования

Плотная компоновка технических средств применяется в подвижных объектах связи (ПОС), один из видов которых представляет собой кузов-фургон установленный на шасси автомобиля и имеющий в своём составе [1]: радиоэлектронные средства (РЭС), вспомогательное оборудование и аппаратуру,

средства вычислительной техники, систему энергоснабжения, антенные и антенно-мачтовые устройства.

Задача обеспечения ЭМС сводится к определению источников и рецепторов электромагнитных помех в ПОС и исследованию нежелательных связей между ними.

В настоящее время сведения по проведению различных видов натуральных испытаний в рамках ЭМС существуют в основном в виде соответствующих ГОСТов, а также прикладных методик для определённого класса объектов в специализированных организациях, предоставляющих услуги по проведению предсертификационных испытаний.

В связи с этим возникает потребность в доработке существующей методики под специфику конкретного объекта.

Обеспечение ЭМС ПОС предполагает учёт одновременного влияния различного вида непреднамеренных помех на приёмники помех, которыми являются радиоприёмные устройства (РПУ) в каналах приёма РЭС.

Непреднамеренные помехи в ПОС, как правило, обусловлены [2]:

- электромагнитной обстановкой, в которой функционирует ПОС;
- уровнями промышленных радиопомех

(ИРП) при функционировании аппаратуры, оборудования ПОС и его источников энергоснабжения;

- основными и побочными излучениями РЭС, установленных в режим передачи, в том числе через излучения фидеров РЭС на цепи питания и управления РПУ;

- характеристикой частотной избирательности РПУ в канале приёма РЭС, работающего на приём;

- воздействием знакопеременных механических нагрузок, обуславливающих контактные помехи в ПОС.

Оценку обеспечения ЭМС в ПОС обычно проводят следующим образом:

- оценивают уровни промышленных помех в соответствии с нормами [3];

- оценивают частотные разности между РЭС;

- оценивают качество связи на типовых дистанциях.

В качестве характеристики интенсивности промышленных радиопомех используют значения напряжённости электромагнитного поля, определяемые на стандартных расстояниях от ПОС. В этой связи целесообразным представляется проведение испытаний на воздействие источников промышленных радиопомех непосредственно в трактах РПУ РЭС.

Оценка влияния ИРП в трактах РПУ РЭС

Оценку влияния ИРП в трактах РПУ РЭС предлагается проводить в соответствии с блок-схемой, представленной на рис. 1.

На первом шаге измеряют посторонние радиопомехи, принимаемые штатными антеннами РЭС ПОС, для чего собирают схему, представленную на рис. 2.

В ПОС должна быть выключена вся аппаратура и оборудование, отключены все источники энергоснабжения.

Подключают измеритель радиопомех [4] к выходу штатной антенны РЭС ПОС и проводят измерение уровней посторонних радиопомех на выходе антенны, последовательно перестраивая измеритель помех в пределах частотного диапазона РЭС.

Вторым шагом на основе полученных данных определяют доступные для проведения измерений полосы частот, в которых влияния ИРП в тракте РПУ РЭС из-за минимального наличия посторонних радиопомех могут быть оценены с минимальной погрешностью.

На третьем шаге выбирают частоты для измерений в доступных полосах частот.

На шаге четыре предусматривается проверка по документации РЭС на совпадение выбранных частот для измерений с самопораженными частотами.

Пятым шагом на выбранных частотах измеряют суммарный уровень посторонних радиопомех и собственных шумов на низкочастотном выходе РПУ РЭС при выключенной аппаратуре и оборудовании



Рис. 1. Блок-схема проведения испытаний на оценку влияния ИРП в трактах РПУ РЭС

ПОС следующим образом.

На проверяемой РЭС обеспечивается электроснабжение от АКБ. Собирают схему, представленную на рис. 3, где ЛА - лабораторная антенна для частотного диапазона РЭС, ГС - генератор сигналов высокочастотный с регулируемым затуханием выходного сигнала, λ - расстояние между вертикальной осью, проходящей через центр лабораторной антенны и штатной антенны ПОС [5].



Рис. 2. Схема измерения посторонних радиопомех, принимаемых штатными антеннами РЭС

Подают с генератора сигналов на лабораторную антенну синусоидальный сигнал на частоте приёма РПУ РЭС, промодулированный частотой 1000 Гц.

Измеряют отношение сигнал/шум на низкочастотном выходе приёмника РЭС методом «СИНАД» [6] при помощи измерителя нелинейных искажений.

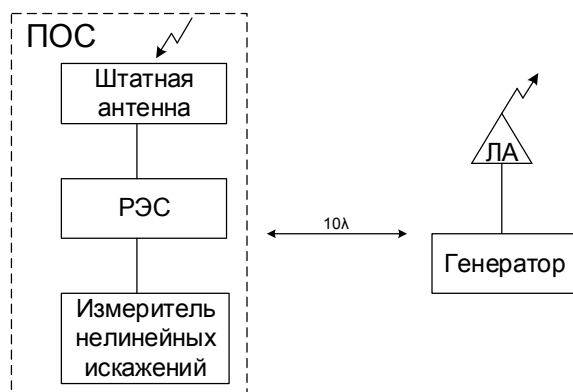


Рис. 3. Схема измерения влияния ИРП в тракте РПУ РЭС

При отношении сигнал/шум по методу «СИНАД» 12 дБ (25% шумов и искажений в полезном сигнале) разборчивость принимаемой речи считают достаточной.

Регулируют затухание выходного напряжения генератора и добиваются значения уровня шумов и искажений в полезном сигнале на низкочастотном выходе РПУ РЭС

25%, при этом фиксируют значение выходного напряжения генератора на измеряемых частотах.

На шестом шаге повторяют измерения, аналогичные шагу пять, но с обеспечением электроснабжения проверяемой РЭС от агрегата дизельного (АД) и сети переменного тока напряжением 380 В частотой 50.

На седьмом шаге включают всю аппаратуру и оборудование в кузове-фургоне. На выбранных частотах РЭС измеряют суммарный уровень посторонних радиопомех, собственных шумов и искажений РПУ РЭС и радиопомех, обусловленных ИРП от каждого источника энергоснабжения следующим образом.

Подключают выбранный источник энергоснабжения к ПОС (АКБ, АД и 380 В).

На выбранных в третьем шаге частотах фиксируют значение уровня шумов и искажений в полезном сигнале на низкочастотном выходе РПУ РЭС. При его значении более 25% увеличивают уровень выходного напряжения генератора до достижения уровня шумов и искажений низкочастотного выхода РПУ РЭС прежних значений.

Изменение уровня выходного напряжения генератора определяет степень влияния промышленных радиопомех на РПУ РЭС на выбранных частотах приёма.

На восьмом шаге выделяют на измеренных частотах те, на которых оказывается максимальное влияние ИРП на РПУ РЭС.

При проведении испытаний рекомендуется каждые два часа определять доступные для проведения измерений полосы частот, учитывая, таким образом, изменения электромагнитной обстановки.

Измерения проводят для каждого варианта использования штатных антенн в доступных для проведения измерений полосах частот.

Завершающим девятым шагом является планирование проверки качества связи на типовых дальностях с использованием в том числе частот, на которых выявлено максимальное влияние от ИРП на РПУ РЭС.

Оценка качества связи на типовых дистанциях с использованием частот с максимальным влиянием ИРП

Для оценки качества связи размещают проверяемый и вспомогательный ПОС на типовых дистанциях дальности связи, включают в них аппаратуру, оборудование, РЭС и проводят сеансы радиосвязи на контрольных частотах, расположенных в начале, середине и конце частотных диапазонов каждой РЭС, в том числе имеющих максимальные влияния ИРП в трактах РПУ РЭС, на стоянке при электропитании:

- от промышленной сети переменного трёхфазного тока с линейным напряжением 380 В частотой 50 Гц;

- от встроенного агрегата дизельного постоянного тока 27 В.

Для создания условий возникновения контактных радиопомех обеспечивают при проведении сеансов радиосвязи на бортовые антенны движение проверяемого ПОС по окружности, позволяющей двигаться транспортному средству на минимальной, типовой и максимальной скоростях при электропитании ПОС от встроенного дизельного агрегата.

Сеансы радиосвязи проводят с вспомогательным ПОС последовательно для каждого РЭС на всех типах используемых антенн и режимов работы.

Качество связи оценивают при передаче артикуляционных таблиц измерением разборчивости звуков или слов в процентах, как отношение количества правильно принятых звуков или слов к количеству переданных [7].

При проведении сеансов связи смежные РЭС устанавливают на излучение на максимальной мощности на частотах, обеспечивающих частотные расстройки с проверяемой РЭС.

Выбор мешающих частот с учетом частотных расстроек для смежных РЭС проводят для контрольных частот РЭС в начале, середине и конце частотного диапазона.

Комбинации мешающих частот смежных РЭС с учетом частотных расстроек меняют после передачи каждой артикуляционной таблицы.

Если величина разборчивости речи при проведении сеансов связи на каждом РЭС больше или равна заданной, то считают, что ЭМС в ПОС обеспечивается.

В связи с вышеизложенным общую последовательность этапов обеспечения ЭМС ПОС можно представить в виде блок-схемы методики, представленной на рис. 4.

Основные этапы методики обеспечения электромагнитной совместимости для ПОС

На начальном этапе получают техническое задание на проведение испытаний по обеспечению ЭМС в ПОС.

Вторым этапом разрабатывают программу и методики испытаний, где определяют типы планируемых испытаний и способы их реализации.

Третьим этапом согласовывают разработанную программу и методики с заказчиком.

На четвертом этапе подготавливают средства измерения и испытательную площадку, планируют организационные мероприятия по проведению испытаний.

Пятый этап описывает проведение испытаний на оценку уровня индустриальных радиопомех, создаваемых ПОС.

При соответствии уровней индустриальных радиопомех, создаваемых ПОС допустимым нормам, шестым этапом проводят испытания на оценку потерь в РПУ РЭС, обусловленных ИРП по изложенной выше процедуре. По окончании проверки на седьмом этапе фиксируют частоты с максимальным влиянием ИРП для последующего использования.

На восьмом этапе оценивают частотные расстройки между возможными парами РЭС.

Проводят оценку частотных расстроек между РПУ исследуемого РЭС по каналам:

- основного приёма;
- приёма по промежуточной частоте;
- зеркальному каналу приёма

и мешающим приёмопередатчиком, работающим на излучение с оценкой влияния его гармоник и субгармоник вплоть до десятой.

При соответствии частотных расстроек заданным требованиям в нормативно-технической документации переходят к девятому этапу, описывающему проведение испытаний на оценку качества связи на типовых дистанциях. При выборе частот для

оценки качества радиолиний учитывают данные, полученные в седьмом блоке.

Этап десять предусматривает возможные возникновения несоответствий заданным требованиям.

Методы устранения несоответствий (организационные, конструкторско-технологические, схмотехнические и др.) на этапе одиннадцать могут быть применены к конструкторской, схмотехнической части ПОС как объекта, так и к самостоятельным составным частям.

Выбор направления действия определяется затрачиваемыми временными и материальными затратами. Как правило, вначале пытаются определить характер причины несоответствия и локализовать проблемный компонент, при исключении которого ПОС начинает соответствовать заданным требованиям по ЭМС.

Далее к проблемному компоненту применяют весь спектр возможных методов устранения несоответствия.

При выявлении несоответствий требованиям ЭМС в самостоятельной составной части ПОС на этапе двенадцать проверяется возможность её доработки.

Если принципиальная возможность доработки самостоятельной составной части ПОС при проведении испытаний отсутствует, то на этапе тринадцать её отправляют производителю с указанием типа несоответствия с привязкой к спектру частот и рекомендациями по его устранению.

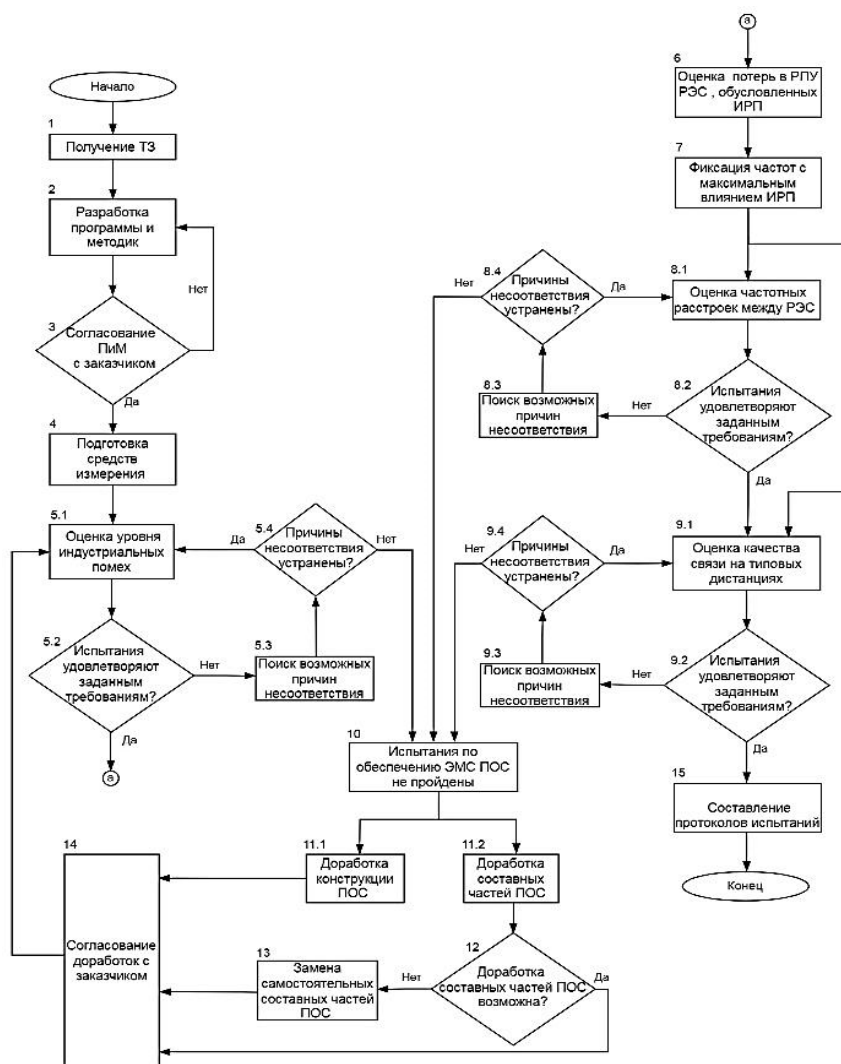


Рис. 4. Блок-схема основных этапов обеспечения электромагнитной совместимости для подвижных объектов связи

Вместе с тем, на этапе тринадцать возможно принятие решения о замене самостоятельной составной части ПОС её функциональным аналогом.

На четырнадцатом этапе все применяемые доработки согласовываются с заказчиком и цикл проведения испытаний повторяется.

Завершающим пятнадцатым этапом при условии удовлетворения ПОС требованиям ЭМС является составление протоколов испытаний с отражением всех полученных результатов.

Заключение

Разработанная многоэтапная методика позволяет провести весь спектр испытаний обеспечения ЭМС в ПОС, способствует оптимизации временных затрат и может быть использована для первоначальной подготовки молодых инженеров, привлекаемых к работам по данному направлению.

Методика направлена в первую очередь на обеспечение точности и воспроизводимости результатов, но не может смоделировать реальную ситуацию при эксплуатации ПОС.

Не учитываются факторы, при которых показатели ЭМС могут измениться кардинально, такие как:

- изменение параметров аппаратуры и оборудования при возникновении аварийных ситуаций;
- климатические и механические воздействия внешней среды.

Приемлемые показатели ЭМС, полученные:

- при штатных режимах работы аппаратуры и оборудования ПОС;
- при нормальных климатических условиях эксплуатации;
- без воздействия механических нагрузок не гарантируют нормального функционирования ПОС во всём диапазоне эксплуатационных режимов.

Возможно появление значительных сбоях при работе оборудования и аппаратуры ПОС, в

частности, на границах допустимых эксплуатационных режимов работы (по любому из признаков температура, давление, вибрация и т.д.), что неизбежно приведёт к ухудшению качества связи в радиосетях и радионаправлениях или невозможности её обеспечения.

Дальнейшее совершенствование методики обеспечения ЭМС ПОС должно быть направлено на разработку специфических методов тестирования, определяемых типом исследуемого ПОС.

Литература

1. Ромашенко М.А., Коновалов Р.Г. Структура функциональных связей оборудования подвижного объекта связи для решения задач обеспечения ЭМС//Проблемы обеспечения надёжности и качества приборов, устройств и систем: сб. науч. тр. Воронеж, 2022. С. 140-145
2. Седелников Ю.Е. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств: учеб. пособие. Казань: ЗАО «Новое знание», 2006. 304 с.
3. ГОСТ 30429-96. Совместимость технических средств электромагнитная. Радиопомехи промышленные от оборудования и аппаратуры, устанавливаемых совместно со служебными радиоприёмными устройствами гражданского назначения. Нормы и методы испытаний. Введ. 1998-01-01. М.: Стандартинформ, 2014.
4. ГОСТ Р 51319-99. Совместимость технических средств электромагнитная. Приборы для измерения промышленных радиопомех. Технические требования и методы испытаний. Введ. 1999-01-01. М.: ИПК Издательство стандартов, 2000.
5. ГОСТ Р 50736-95. Антенно-фидерные устройства систем сухопутной подвижной радиосвязи. Типы, основные параметры технические требования и методы измерений. Введ. 1996-01-01. М.: Госстандарт 2007.
6. ГОСТ 26897-86. Радиостанции с однополосной модуляцией морской подвижной службы. Типы, основные параметры, технические требования и методы измерений. Введ. 1987-07-01. М.: ИПК Издательство стандартов, 2001, приложение 1.
7. ГОСТ 16600-72. Передача речи по трактам радиотелефонной связи. Требования к разборчивости речи и методы артикуляционных измерений. Введ. 1974-01-01. М.: ФГУП «Стандартинформ», 2007

Поступила 10.01.2022; принята к публикации 15.02.2023

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

Коновалов Роман Геннадьевич – магистрант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: romanko_2004@mail.ru

Воробьев Михаил Евгеньевич – магистрант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: mifonix@gmail.com

THE MAIN STAGES OF THE METHOD FOR PROVIDING ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY FOR MOBILE COMMUNICATION OBJECTS

M.A. Romashchenko, R.G. Konovalov, M.E. Vorob'yev

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the article outlines the main stages of ensuring electromagnetic compatibility for mobile communication objects. We described the features of the placement of radio-electronic means in confined spaces. We considered the factors causing unintentional interference. We give a block diagram of the main stages of ensuring electromagnetic compatibility and present an algorithm of actions for each stage. The implementation of the algorithm will reduce the levels of unintentional interference to acceptable levels and will provide the possibility of simultaneous formation of radio channels in a moving object on all its radio facilities. The stage of assessing the impact of industrial radio interference on the paths of radio receivers of radio electronic equipment was identified. A block diagram is given with a step-by-step description of tests from several power supply sources. We present including schemes for measuring extraneous and total radio interference and outline the features of the stage of assessing the quality of communication at typical distances when using an auxiliary object of the same type when transmitting articulation tables. The measured quality of radio channel communication will allow one to evaluate the fulfillment of the task of ensuring electromagnetic compatibility. We determined the ways of further improvement of the method of electromagnetic compatibility. The application of the considered methodology contributes to the optimization of time spent in the preparation and conduction of tests, and can also be used for the effective training of young specialists

Key words: electromagnetic interference, radio electronic device, ensuring electromagnetic compatibility

References

1. Romashchenko M.A., Konovalov R.G. "The structure of functional connections of the equipment of a mobile communication object for solving the problems of providing EMC", *Problems of Ensuring the Reliability and Quality of Instruments, Devices and Systems (Problemy obespecheniya nadozhnosti i kachestva priborov, ustroystv i sistem)*, Voronezh, 2022, pp. 140-145
2. Sedel'nikov Yu.E. "Electromagnetic compatibility of radio electronic means" ("Elektromagnitnaya sovmestimost' radioelektronnykh sredstv"), textbook, Kazan, CJSC "New Knowledge", 2006, 304 p.
3. GOST 30429-96 "Compatibility of technical means is electromagnetic. Industrial radio interference from equipment and apparatus installed together with civil service radio receivers. Norms and test methods", Moscow: Standartinform, 2014.
4. GOST R 51319-99 "Compatibility of technical means is electromagnetic. Instruments for measuring industrial radio interference. Technical requirements and test methods", Moscow: Standards Publishing House, 2000.
5. GOST R 50736-95 "Antenna-feeder devices of land mobile radio communication systems. Types, basic parameters, technical requirements and measurement methods", Moscow: Gosstandart, 2007.
6. GOST 26897-86 "Radio stations with single-sideband modulation of the maritime mobile service. Types, basic parameters, technical requirements and measurement methods", Moscow: Standards Publishing House, 2001.
7. GOST 16600-72 "Speech transmission over radiotelephone communication paths. Requirements for speech intelligibility and methods of articulation measurements", Moscow: Standartinform, 2007

Submitted 10.01.2023; revised 15.02.2023

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: kivr@vorstu.ru

Roman G. Konovalov, MA, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: romanko_2004@mail.ru

Mikhail E. Vorob'yev, MA, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: Miha-EV5@yandex.ru

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ И АДАПТАЦИИ СКОРОСТИ В СЕТЯХ IEEE 802.11

И.В. Свиридова, М.В. Хорошайлова, Д.В. Лялин

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: проведен анализ схем с адаптированными скоростями и обобщенными их характеристиками. Устройства разделяются на различные категории в соответствии с их схемным моделированием и функциональными возможностями с точки зрения стратегий, которые используются для оценки состояния канала и принятия решений. Реализованы некоторые алгоритмы из разных категорий в сетевом симуляторе NS-3, чтобы оценить их производительность в различных протоколах и режимах. Представлены данные для будущих исследований, которые помогут улучшить существующие подходы адаптации скорости. Беспроводные технологии используются в различных современных устройствах благодаря простоте их использования и присущей им мобильности. Большинство беспроводных стандартов поддерживает несколько параметров скорости передачи данных, которые могут варьироваться от нескольких Мбит/с до нескольких Гбит/с. Достижение максимальной поддерживаемой скорости передачи данных - это то, к чему стремится большинство современных устройств. Стандарт IEEE 802.11 ввел многоскоростную передачу данных, с тех пор было проведено много исследований по адаптации скорости, рассматриваются различные параметры, которые приводят к оценке качества и правильности работы алгоритма адаптации

Ключевые слова: алгоритмы адаптации скорости, wifi, мобильность, помехи

Введение

Технологии беспроводной связи являются очень привлекательным решением для установления связи между мобильными узлами при минимальном использовании сетевого кабеля. Большинство из этих приложений требуют поддержки мобильных узлов при максимизации пропускной способности. Максимальная пропускная способность достигается при максимально возможной физической скорости передачи данных. Для достижения таких скоростей передачи данных каналы связи должны быть очень качественными и стабильными. Это очень сложный аспект для обеспечения мобильности и наличия помех. Действительно, мобильность негативно влияет на уровень принимаемого сигнала (RSS), когда расстояние между передатчиком и приемником увеличивается. При увеличении расстояния между источником и приемником увеличивается количество и качество помех, что, в свою очередь, уменьшает соотношение сигнал – шум. Из чего следует, что большинство коммуникационных технологий используют алгоритмы динамической адаптации скорости. Данные алгоритмы нужны для того, чтобы выбрать наилучшую возможную скорость передачи данных, которая позволяет установить

связь. Адаптация скорости является одним из ключевых аспектов функциональных возможностей физического уровня IEEE 802.11. Она работает путем оценки условий канала и принятия решения об адаптации скорости передачи данных, выбирая комбинации характеристик передачи, таких как схемы модуляции и кодирования (MCS), защитный интервал и ширина канала. Эти характеристики могут быть выбраны в зависимости от версии используемого стандарта. Когда сигнал является стабильным по сравнению с уровнем шума и помех, алгоритм может выбрать высокую скорость передачи, что приводит к меньшему заполнению канала и более высокой пропускной способности. С другой стороны, когда сигнал нестабильный по сравнению с уровнем шума и помех, более низкая скорость передачи обеспечивает доставку пакетов, но приведет к увеличению времени занятости канала. Выбор подходящей скорости передачи после оценки состояния канала является важной задачей в улучшении производительности беспроводных каналов. Схемы адаптации скорости опираются на определенные метрики, такие как коэффициент потери кадров (FLR) и отношение сигнал/шум (SNR). Хорошая схема адаптации скорости определяется ее реакцией на быстрые изменения канала и достижением максимально возможной пропускной способности. Схемы адаптации скорости являются актуальной те-

мой исследований уже около двух десятилетий, в литературе было предложено множество алгоритмов. Очень немногие из них были протестированы в полностью мобильных сетях IEEE 802.11. Основными вкладами данной работы являются классификация схем адаптации скорости, оценка с помощью моделирования производительности четырех различных алгоритмов адаптации скорости при различных сценариях.

Оценка эффективности алгоритмов адаптации

Для анализа были выбраны репрезентативные алгоритмы из каждой категории, чтобы оценить их производительность в сценариях мобильности. Выбранные алгоритмы следующие: Ideal, Strale, MinstrelHT и MutFed. Они охватывают различные категории, MinstrelHT и Strale - оба алгоритма с неявной обратной связью, MinstrelH - является широко используемым алгоритмом, поскольку он реализован в ядре Linux, может выбирать частоту дискретизации, которая приводит к наибольшей пропускной способности и наибольшей вероятности успешной передачи данных. Основное отличие заключается в том, что Strale может быть использован как алгоритм расширения. Он может быть помещен поверх MinstrelHT и это перспективный алгоритм, который пытается адаптировать количество блоков данных, переданных с MAC-уровня на уровень PHY (MPDU), в соответствии со стандартом 802.11n, размер MPDU ограничен значением в 4095 байт в агрегированных кадрах без снижения скорости передачи данных. Схема MutFed является наиболее универсальным решением в своей категории по сравнению с другими гибридными алгоритмами, предложенными для конкретных сценариев. Идея, лежащая в основе MutFed, является многообещающей благодаря ее способности различать причину потери пакетов. Эти алгоритмы дают полное понимание RAA потому, что они опираются на множество различных метрик и подходов, которые обычно используются в RAA в литературе. Был использован сетевой симулятор NS-3 для сравнения и оценки производительности этих алгоритмов. Алгоритмы адаптации скорости Ideal и Minstrel-Ht уже реализованы в симуляторе. Были выбраны следующие метрики для оценки производительности: пропускная способность, которая рассчитывается на физическом уровне, она дает глобальное представле-

ние о достигнутой производительности RAA. Выбранный MCS показывает значения MCS выбранными узлами, это дает представление о различных вариантах выбора, сделанного RAA. FLR на основе MPDUs, он рассчитывается на основе информации BlockAck и дает представление об общем количестве потерянных MPDU. Он рассчитывается на основе количества раз, когда передатчик должен был повторно передать свой кадр, это дает представление об эффективности RAA в выборе MCS, который позволяет избежать потери кадров. Действительно, выбор высокого MCS приведет к потере кадров A-MPDU на приемнике. Высокая потеря кадров A-MPDU означает, что RAA принимает неправильное решение по увеличению MCS. Все эти показатели эффективности оцениваются в зависимости от количества узлов в сети, также они оцениваются в трех различных сценариях: сценарий с одним каналом, который является полезным для выявления влияния деградации связи из-за мобильности на RAA. Это позволяет нам оценить его эффективность при адаптации скорости передачи данных в соответствии со значениями RSSI, только без помех. Сеть в режиме инфраструктуры, которая представляет собой наиболее широко используемый режим развертывания. Этот сценарий позволяет нам оценить поведение RAA в стандартном развертывании с одной точкой доступа, через которую должен проходить весь сетевой трафик для ретрансляции в проводную сеть. В таком сценарии у нас есть только один приемник, на котором значения SNR для каждого канала связи с другими мобильными узлами сети будут варьироваться в зависимости от их мобильности. Adhoc - режим сети, который является наиболее сложным развертыванием с точки зрения помех. В этом сценарии приемники распределены в сети случайным образом, и уровни помех будут очень нестабильными из-за сценариев мобильности. Все узлы должны адаптировать свои скорости в зависимости от условий канала и динамики сети (плотность и мобильность узлов). Во втором и третьем сценариях все узлы размещаются в радиусе действия связи друг с другом, чтобы избежать влияния протокола маршрутизации и случаев, когда приемники становятся передатчиками. Это позволяет сконцентрировать исследование на влиянии помех и мобильности на RAA.

При первом сценарии используется один канал связи. У нас есть одна точка доступа (AP) и одна станция. Точка доступа неподвиж-

на, а станция удаляется со скоростью 6 м/с. Основная цель этого сценария - оценить эффективность RAA под влиянием мобильности в сети без помех. Измерения пропускной способности четырех алгоритмов при постепенном удалении станции от точки доступа показали, что Ideal и MutFed RAA работают немного лучше, чем MinstrelHT и Strale. Благодаря быстрой обратной связи и принятию решений алгоритм Ideal может обнаружить изменения канала быстрее, чем другие алгоритмы, и соответствующим образом адаптирует скорость. Как видно из рис. 1, MutFed имеет немного меньшую пропускную способность, чем Ideal, из-за того, что MutFed при ухудшении условий канала принимает решение не сразу, что приводит к потере кадров. MinstrelHT и Strale имеют более низкую достигнутую пропускную способность. Этим двум алгоритмам требуется некоторое время для снижения скорости, поскольку решение принимается на основе случайного зондирования и FLR в случае MinstrelHT и на основе адаптации размера A-MPDU -Strale.

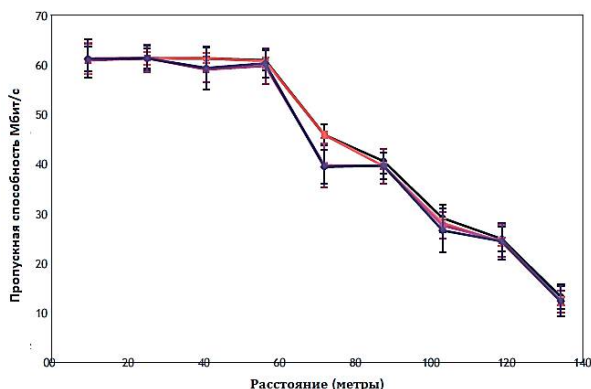


Рис. 1. Пропускная способность станции, удаляющейся от точки доступа со скоростью 6 м/с

Инфраструктурная сеть

В этом случае рассматриваем сеть с инфраструктурным режимом. Имеется стационарная точка доступа, которая размещена в центре квадратного поля, а все станции движутся случайным образом, посылая постоянный трафик 60 Мб/с на точку доступа. Количество станций постепенно увеличивается от 5 до 50. Идеальный RAA работает лучше других алгоритмов благодаря своей быстрой реакции на изменения канала, в то время как двум алгоритмам с неявной обратной связью (Strale и Minstrel-HT) требуется больше времени для восстановления после изменения условий канала. С другой стороны, алгоритм Strale рабо-

тает немного лучше, чем Minstrel-HT, потому что вместо снижения скорости он пытается найти оптимальный размер A-MPDU, при котором обеспечивает лучшую пропускную способность при текущей скорости по сравнению с переходом на более низкую скорость. Были обнаружены высокие значения MPDU FLR, потому что все станции находятся в диапазоне передачи друг другу, как показано на рис. 2.

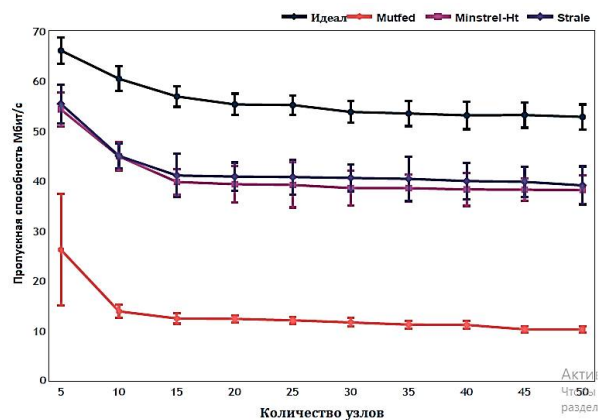


Рис. 2. Общая пропускная способность, полученная в точке доступа

Это повышает уровень помех при увеличении плотности узлов. A-MPDU FLR - это увеличение частоты ложных срабатываний в быстро меняющемся канале. Это происходит, когда передатчик решает увеличить скорость для следующей передачи, но условия канала ухудшаются перед отправкой кадра. Это условие также применяется в MPDU FLR, когда условия канала ухудшаются во время передачи пакета, что можно увидеть, изучив положение потерь MPDU в BlockAck. Средние значения индекса MCS, выбранные станциями, показывают, что станции, использующие идеальный RAA, выбирают более высокие значения индекса MCS при почти одинаковом MPDU FLR и более низком A-MPDU FLR, что объясняет более высокую достигнутую пропускную способность. Все эти потери кадров приводят к тому, что MutFed имеет худшую производительность среди протестированных алгоритмов, каждые 2 потери кадра снижают скорость, что приводит к большему заполнению канала и меньшему объему передаваемых данных. Как показано на рис. 3 - 5, при увеличении плотности узлов (например, >20) происходит увеличение уровня помех, разрыв A-MPDU FLR между RAA, полагающимися на SNR, и другими RAA увеличивается. Это связано с тем, что значения SNR лучше отражают состояние канала.

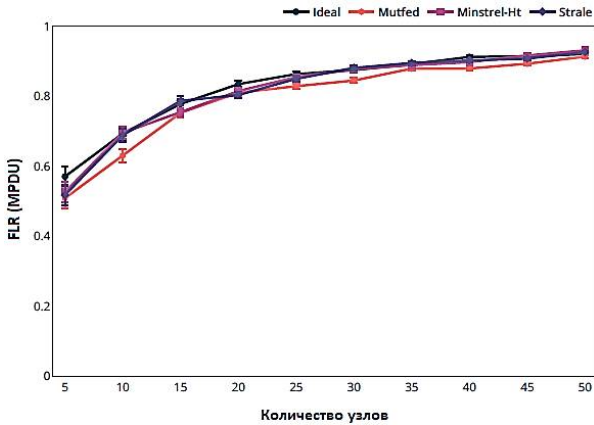


Рис. 3. Коэффициент потери кадров в блоке данных протокола MAC (MPDU)

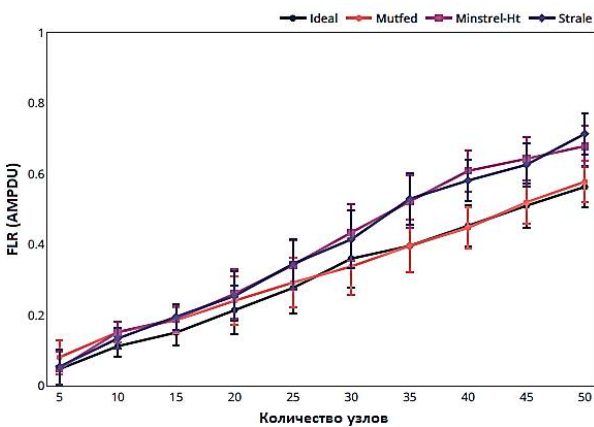


Рис. 4. Коэффициент потери кадров A-MPDU

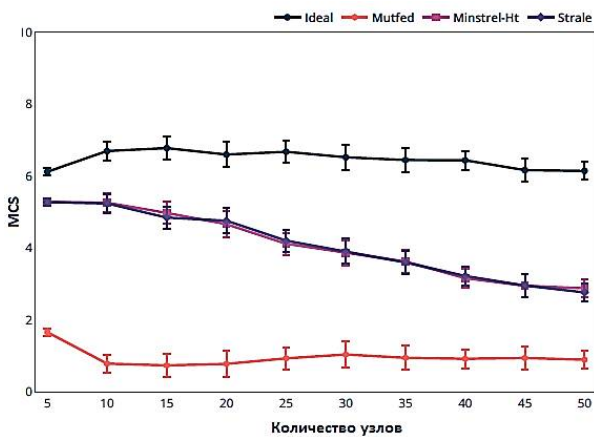


Рис. 5. Среднее значение схем модуляции и кодирования (MCS), используемых узлами

Сеть Adhoc

Большинство подходов с явной обратной связью опираются на метрики физического уровня, в основном SNR. Для использования этого подхода на реальных устройствах необходимо соблюдение нескольких условий, таких как аппаратное обеспечение, предоставляющее значения SNR, или метод отправки

обратной связи передатчику, который не изменяет стандарт. Кроме того, как показывают результаты моделирования, для принятия решения может быть недостаточно полагаться только на значения SNR. В некоторых случаях отсутствие обратной связи может привести к потере многих кадров, пока качество канала не станет подходящим для текущей скорости. Возможное решение этой проблемы может быть реализовано на стороне передатчика. Хотя алгоритмы с явной обратной связью, такие как Ideal RAA, показали лучшие результаты по сравнению с другими алгоритмами в плотной среде, как в режиме Adhoc, так и в режиме инфраструктуры, необходимо проделать большую работу, чтобы минимизировать FLR, что приведет к улучшению общих характеристик. Результаты моделирования сети Adhoc показаны на рис. 6 – 9.

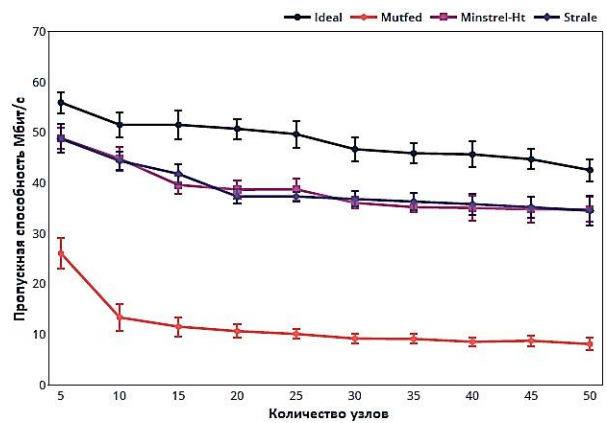


Рис. 6. Средняя пропускная способность узлов получателя в сети Adhoc

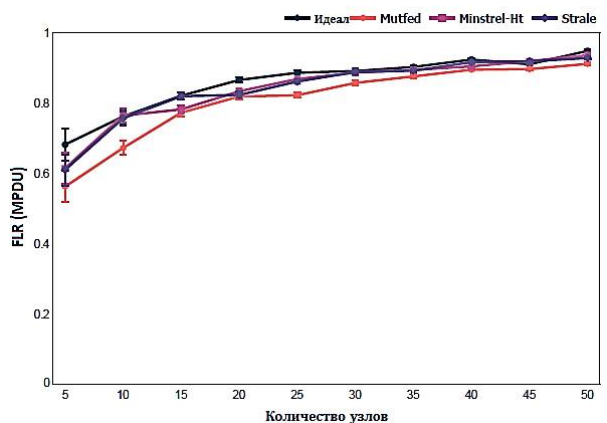


Рис. 7. Коэффициент потери кадров MPDU

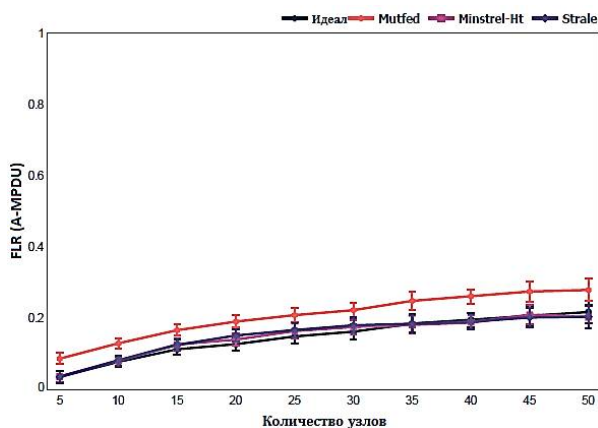


Рис. 8. Коэффициент потери кадров A-MPDU

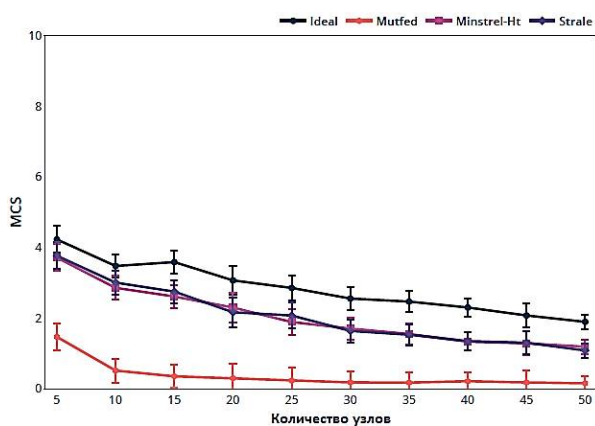


Рис. 9. Среднее значение MCS, выбранное узлами-отправителями

Явная обратная связь

Большинство подходов с явной обратной связью опираются на метрики физического уровня, в основном SNR. Для использования этого подхода на реальных устройствах необходимо соблюдение нескольких условий, таких как аппаратное обеспечение, предоставляющее значения SNR, или метод отправки обратной связи передатчику, который не изменяет стандарт. Кроме того, как показывают результаты моделирования, для принятия решения может быть недостаточно полагаться только на значения SNR. В некоторых случаях отсутствие обратной связи может привести к потере многих кадров, пока качество канала не станет подходящим для текущей скорости. Возможное решение этой проблемы может быть реализовано на стороне передатчика. Хотя алгоритмы с явной обратной связью, такие как Ideal RAA, показали лучшие результаты по сравнению с другими алгоритмами в плотной среде, как в режиме Adhoc, так и в режиме инфраструктуры, необходимо проделать большую работу, чтобы минимизировать FLR, что

приведет к улучшению общих характеристик. Можно рассмотреть различные подходы к минимизации FLR, сочетая текущий явный подход с неявными подходами, такими как изменение размера A-MPDU, что приводит к меньшему заполнению канала, и сбор статистической информации на передатчике, которая поможет в принятии решений о будущих передачах.

Неявная обратная связь

Опора на коэффициент потери кадров и зондирование с частотой, отличной от выбранной, являются общими подходами алгоритмов с неявной обратной связью. Выбор случайной скорости зондирования должен осуществляться очень осторожно при рассмотрении длительности зондирования, поскольку выбор скорости, превышающей выбранную, может привести к большому количеству потерь кадров. Случайное зондирование приводит к медленной сходимости алгоритма к оптимальной скорости. Алгоритмы с неявной обратной связью дали многообещающие результаты в мобильной среде без столкновений, но не показали себя лучше, чем другие категории. Это можно улучшить, попытавшись определить степень мобильности и изучив прямое влияние мобильности на результат передачи кадров. Однако в плотной среде RAA должны уметь оценивать причину потери кадров и, желательно, опираться на различные метрики, что приведет к более точному решению о скорости. В сочетании с методом изменения скорости, который обеспечивает увеличение скорости для достижения максимальной пропускной способности, когда условия канала улучшаются, и уменьшение скорости, когда условия канала ухудшаются. Это непростая задача, для ее решения алгоритм должен иметь возможность в реальном времени оценивать условия, например, SNR.

Гибридный подход

Результаты моделирования показали, что в плотной среде снижение скорости после неудачных передач приводит к увеличению времени передачи и снижению пропускной способности, что, в свою очередь, увеличивает время занятости канала, влияя на все узлы сети. Одним из возможных подходов для решения этой проблемы может быть использование метода, который поможет предсказать буду-

щие условия канала и действовать соответствующим образом. Разработка эффективного гибридного подхода является сложной задачей, на которой сконцентрировано лишь несколько существующих работ. Результаты моделирования показали, что выбранный гибридный алгоритм (а именно Mutfed) хуже, чем другие алгоритмы, это в основном связано с тем, как Mutfed уменьшает скорость передачи данных, что, в свою очередь, снижает пропускную способность и увеличивает помехи и потерю кадров. В идеале, гибридный алгоритм может быть построен на основе явного алгоритма путем включения дополнительных метрик, например, сбор статистики о FLR, которая может быть использована для адаптации количества MPDU в A-MPDU.

Заключение

Алгоритмы адаптации скорости помогают беспроводным сетям повысить производительность за счет выбора наиболее подходящей схемы модуляции и кодирования (MCS) в зависимости от состояния канала. Эти алгоритмы редко указываются в стандартах беспроводной связи, и их реализация остается за разработчиками. Здесь проведен анализ нескольких алгоритмов адаптации скорости, сгруппированных в разные категории в зависимости от того, как они работают. Также проведен анализ этих алгоритмов, выделив их функциональные возможности и недостатки. Реализованы алгоритмы разных категорий в симуляторе NS-3, и проведено сравнительное исследование для режима Adhoc.

Исследование состояло из оценки влияния помех и мобильности на RAA в различных сценариях. Проанализированы несколько показателей, таких как пропускная способность, коэффициент потери кадров и выбранный MCS. Результаты моделирования показывают, что использование метрик, которые дают хорошее представление о состоянии канала, таких как SNR и мгновенное реагирование, как в случае идеального RAA, приводит к выбору скорости, обеспечивающей наилучшую до-

стижимую пропускную способность. В противном случае, полагаясь на коэффициент потери кадров или принимая решения о скорости без определения причины потери кадров, процесс достижения наилучшей скорости будет медленным.

Анализ результатов моделирования показывает, что необходимо иметь возможность оценить состояние канала, чтобы повысить успешность доставки следующей передачи, чтобы иметь надежный RAA. Это достигается путем выбора MCS, которая максимизирует пропускную способность при текущем состоянии канала. Кроме того, наличие процесса, предсказывающего будущее состояние канала, может помочь предотвратить потерю передаваемых сообщений.

Литература

1. Эффективный адаптивный фильтр со скользящим окном для оценки канала связи с ортогональным частотным мультиплексированием / О.Н. Чирков, М.А. Ромашенко, И.В. Свиридова, Н.В. Ципина // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 7. С. 50-55.
2. Улучшенный алгоритм распространения доверия на графах с циклами / И.В. Свиридова, А.В. Башкиров, С.Ю. Белецкая и др. // Радиотехника. 2020. Т. 84. № 6(12). С. 37-41.
3. Применение стохастического кодирования в системах с решающей обратной связью / А.В. Башкиров, И.В. Свиридова, Д.А. Пухов, А.С. Демихова // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. № 6. С. 72-76.
4. Свиридова И.В. Сравнение сложности аппаратной реализации и исправляющей способности стохастических декодеров с памятью отслеживания прогнозов (TFM) и внешней памятью (EM) // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2018. Т. 14. № 3. С. 120-124.
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.
6. Хорошайлова М.В. Разработка и реализация симметричного самоорганизующегося нейросетевого декодера // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2020. Т. 16. № 3. С. 60-64.

Поступила 16.12.2022; принята к публикации 15.02.2023

Информация об авторах

Свиридова Ирина Владимировна – старший преподаватель, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: ri-ss-ka@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5279-0807>

Хорошайлова Марина Владимировна – канд. техн. наук, старший преподаватель, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: pmv2205@mail.ru, ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0001-9167-9538>

Лялин Дмитрий Витальевич – студент, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: dmitrylialin95@gmail.com

ANALYSIS OF SIGNAL TRANSMISSION ALGORITHMS AND SPEED ADAPTATION IN IEEE 802.11 NETWORKS

I.V. Sviridova, M.V. Khoroshaylova, D.V. Lyalin

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the article analyzes schemes with adapted speeds and their generalized characteristics. Devices are divided into different categories according to their circuit modeling and functional capabilities in terms of strategies that are used to assess the state of the channel and make decisions. Some algorithms from different categories are implemented in the NS-3 network simulator to evaluate their performance in various protocols and modes. The article presents data for future research that will help improve existing approaches to speed adaptation. Wireless technologies are used in various modern devices due to their ease of use and inherent mobility. Most wireless standards support several data transfer rate parameters that can range from several Mbit/s to several Gbit/s. Achieving the maximum supported data transfer rate is what most modern devices strive for. The IEEE 802.11 standard introduced multi-speed data transmission, since then a lot of research has been conducted on speed adaptation, various parameters are considered that lead to an assessment of the quality and correctness of the adaptation algorithm

Key words: speed adaptation algorithms, Wi-Fi, mobility, interference

References

1. Chirkov O.N., Romashchenko M.A., Sviridova I.V., Tsipina N.V. “Efficient adaptive filter with a sliding window for estimating a communication channel with orthogonal frequency multiplexing”, *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2022, vol. 86, no. 7, pp. 50-55.
2. Sviridova I.V., Bashkurov A.V., Beletskaya S.Yu. et al. “Improved algorithm for trust propagation on graphs with cycles”, *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2020, vol. 84, no. 6 (12), pp. 37-41.
3. Bashkurov A.V., Sviridova I.V., Pukhov D.A., Demikhova A.S. “Application of stochastic coding in systems with decision feedback”, *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2019, vol. 15, no. 6, pp. 72-76.
4. Sviridova I.V. “Comparison of difficulty of hardware implementation and corrective capacity of stochastic decoders with TFM and EM memory”, *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2018, vol. 14, no. 3, pp. 120-124.
5. Khoroshaylova M.V. “FPGA-based channel coding architecture for a 5G wireless network using high-level synthesis”, *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2018, vol. 14, no. 2, pp. 99-105.
6. Khoroshaylova M.V. “Development and implementation of a symmetrical self-organizing neural network decoder”, *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2020, vol. 16, no. 3, pp. 60-64.

Submitted 16.12.2022; revised 15.02.2023

Information about the authors

Irina V. Sviridova, Assistant Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: ri-ss-ka@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5279-0807>

Marina V. Khoroshaylova, Cand. Sc. (Technical), Assistant Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: pmv2205@mail.ru, ORCID: orcid.org/0000-0001-9167-9538

Dmitriy V. Lyalin, student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: dmitrylialin95@gmail.com

ИЗУЧЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДИАГРАММ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ САМОЛЕТОВ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

А.В. Володько^{1,2}, Е.А. Ищенко¹, С.М. Фёдоров^{1,2}

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²Международный институт компьютерных технологий, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматриваются два метода исследования характеристик диаграмм обратного рассеяния (ДОР) для самолетов пятого поколения: Lockheed Martin F-22A Raptor и Сухой Су-57. Для определения характеристик ДОР предлагается использование асимптотического моделирования объекта с получением полной картины эффективной площади рассеяния (ЭПР), блестящих точек, направлением распространения отраженных волн; экспериментального исследования с использованием ультразвукового радиолокатора. Проведенное исследование показывает, что применение современных методов разработки самолетов позволяет снизить ЭПР объекта, что подтверждается как полноразмерными моделями при моделировании, так и при экспериментальном исследовании масштабных моделей. Так как при экспериментальном исследовании использовался ультразвуковой локатор, то в соответствии с правилом электродинамического подобия были выбраны частоты, которые соответствуют волнам, которые облучали бы полноразмерную модель. Результаты исследования приводятся в виде диаграмм обратного рассеяния с шагом в 1 градус для моделирования и 10 для экспериментального исследования. Картины диаграмм обратного рассеяния имеют похожую форму, но присутствуют различия, которые вызваны меньшим шагом измерения при эксперименте, а также экспериментальные данные представлены в виде дБмВ вместо квадратных метров, так как не производился пересчет в значения эффективной площади рассеяния

Ключевые слова: радиолокация, эффективная площадь рассеяния, диаграмма обратного рассеяния, самолет пятого поколения

Введение

Самолеты пятого поколения должны соответствовать определенному ряду требований: обеспечить крейсерский сверхзвуковой полет, высокую маневренность, обеспечение малой радиолокационной заметности. Особый интерес при изучении таких самолетов вызывает их диаграмма обратного рассеяния (ДОР) или эффективная площадь рассеяния (ЭПР). Для снижения заметности используют геометрическую оптимизацию корпуса, применение радиопоглощающих материалов. В данной работе будет сделан основной акцент на исследование геометрических характеристик самолетов.

Базовые принципы и способы уменьшения заметности объектов на радиолокаторах были описаны П.Я. Уфимцевым в [1]. После перевода научного исследования на английский язык в исследовательском центре Lockheed Skunk Works были созданы первые программы, которые позволили рассчитать идеальную модель самолета с минимальной ЭПР. Полученная модель получила название «Безнадежный бриллиант», так как она не могла подняться в воздух из-за геометрической формы. Последующее

развитие идеи позволило создать проект Lockheed Have Blue, который стал прародителем первого стелс-самолета Lockheed F-117 Nighthawk [2]. Именно после создания первого малозаметного истребителя-бомбардировщика корпорацией Lockheed началось углубленное изучение методов снижения радиолокационной заметности, а развитие вычислительной техники позволило сглаживать углы конструкций, что положительно сказывается на маневренных характеристиках.

Базовое влияние геометрической формы объекта на характеристики ЭПР очень подробно описано в [3]. При внедрении технологии разнесенной радиолокации особый интерес стало вызывать изучение самолетов и объектов с учетом бистатической ЭПР, как это показано в [4]. В работах [5, 6] авторы рассматривают модели стелс-самолетов для определения их основных характеристик диаграмм обратного рассеяния.

В данной работе будут рассмотрены два метода исследования ЭПР и ДОР самолетов пятого поколения – электродинамическое моделирование (асимптотическим методом) и исследование масштабной модели с облучением ультразвуковым локатором с частотой 40 кГц [7]. Рассмотрение начнем с описания метода асимптотического моделирования для электромагнитных волн.

Асимптотический метод моделирования в электродинамике

Асимптотический метод реализован на основе метода геометрической дифракции и физической оптики. Его использование возможно, если длина волны значительно меньше размеров объекта. В нашем случае будут рассматриваться две модели самолетов пятого поколения: Lockheed Martin F-22A Raptor и Су-57. Так как облучение при экспериментальном исследовании происходит ультразвуковым локатором для моделей в масштабе 1/72 (для F-22 модель изготовлена Italeri; Су-57 – Звезда), то с учетом скорости звуковой волны и частотой облучения получаем длину волны:

$$\lambda_{зв} = \frac{330}{40 \cdot 10^3} = 0,83 \cdot 10^{-2} \text{ м.} \quad (1)$$

Таким образом, с учетом размеров модели: F-22A – 26,3 см; Су-57 – 29,5 см, мы получаем, что размеры моделей могут быть записаны как 31,7λ (F-22) и 35,5λ (Су-57). Применение стандартного метода Вейланда для полноразмерных моделей будет затруднено, так как при моделировании самолеты будут в реальном масштабе, и будут облучаться волной с частотой 500 МГц (с учетом электродинамического подобия), то удобно использовать метод геометрической дифракции и физической оптики (асимптотический метод в электродинамике).

При выполнении такого моделирования происходит формирование картины поверхностей с последующим облучением плоской падающей электромагнитной волной. Благодаря формированию картины поверхностей создаётся полудетерминированная поверхность (SDFM), описанная методами Монте-Карло. Рассеяние волн от такой структуры описывается теорией Брэгга. Волна Брэгга определяется в виде синусоидальных излучений:

$$\zeta_{cap}(r') = B(k_c) \cos(k_c r' - \omega_c t) \quad , \quad (2)$$

где $B(k_c)$ – амплитуда волны, равная $\sqrt{\frac{S(k_c)}{\Delta S}}$; ΔS – площадь поверхности; $S(k_c)$ – спектр Эльфухайми; k_c – пространственный волновой вектор, направление которого совпадает с линией проекции q_l вектора рассеяния $q = k(k_s - k_i)$ на плоскость объекта.

В современных системах проектирования описанный выше метод модифицируется путем

объединения свойств геометрической оптики (GO), физической оптики (PO) и SDFM, что повышает точность моделирования. На основе такой гибридной технологии формируется пучок лучей (SBR), который падает на объект с отслеживанием путей распространения первичных лучей и их отраженных копий от объекта с учетом потерь на объекте. Так как объект сильно больше используемой длины волны, то облучающую плоскую электромагнитную волну можно заменить сеткой из тонких трубок или лучей. После падения волны на поверхность она в соответствии с характеристиками распространения электромагнитных волн будет выступать повторным источником излучения. Трассировка луча будет продолжаться до момента, когда он не перестанет пересекаться с гранями или пока не достигнет максимального числа переотражений. В процессе моделирования происходит решение уравнений Стрэттона-Чу в интегральном приближении физической оптики:

$$E^{PO} = \frac{jk e^{-ikR}}{4\pi R} \iint \eta \hat{k}_s \times (\hat{k}_s \times J(r')) e^{ik \hat{k}_s r'} ds' \quad (3)$$

где \hat{k}_s – единичный вектор для вектора рассеяния k_s ; R – расстояние расчетов; $J(r')$ – плотность поверхностных токов, которые возникли на объекте. Для решения такого уравнения применяется метод Гордона, а размер целевых граней должен быть менее 1/10 длины падающей волны. Тогда рассеяние относительно SDFM поверхности будет иметь вид:

$$E^{SDFM} = \frac{k^2(1-\varepsilon)e^{ikR}}{i4\pi R} F_{pq} \iint \zeta(r') e^{-iqr'} dr' \quad (4)$$

где $\zeta(r')$ – имеет синусоидальную форму. Применение полудетерминированных поверхностей позволяет существенно уменьшить число плоскостей отражения, но некоторые ячейки способны приводить к разделению лучей во время трассировки, а отсутствие учета повторных отражений приводит к ухудшению точности расчетов. Для решения такой проблемы используют К-d дерево с возбуждением «освещенных» ячеек.

В процессе определения краевой дифракции важно учитывать эквивалентные краевые точки (ЕЕС). Чтобы их описать используется выражение:

$$E^d = \frac{ik_0 e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \int_l [\hat{s} \times (\hat{s} \times \hat{t}) I_e + (\hat{s} \times \hat{t}) I_m] e^{ik_0 \hat{s} r'} dt' \quad (5)$$

где $I_e = \frac{i2E_{inc} \hat{t} D_e^{EEC}}{k \sin^2 \beta_i} + \frac{i2\eta H_{inc} \hat{t} D_{em}^{EEC}}{k \sin \beta_i}$;

$$I_m = \frac{i2\eta H_{inc} \hat{t}}{k \sin \beta_i \sin \beta_s} D_m^{EEC},$$

где E_{inc} и H_{inc} – падающие электрические и магнитные поля; \hat{t} – единичный вектор вдоль ребер. Приведенный в (4) интеграл будет определяться краями структуры рассеяния. D_e^{EEC} , D_{em}^{EEC} , D_m^{EEC} – коэффициенты дифракции эквивалентных краевых точек, при этом их значения в основном определяются углами между соседними гранями. На основе приведенного метода удобно определять характеристики крупных объектов, а также картин эффективной площади рассеяния. Рассмотрим моделирование характеристик ЭПР самолетов пятого поколения с использованием описанного выше метода.

Моделирование ДОР самолетов пятого поколения

В процессе моделирования исследовались два самолета – Lockheed Martin F-22A Raptor и Сухой Су-57. Модели выполнялись из идеального проводника и выполнялись в реальном масштабе. Исследуемые модели приводятся на рис. 1.

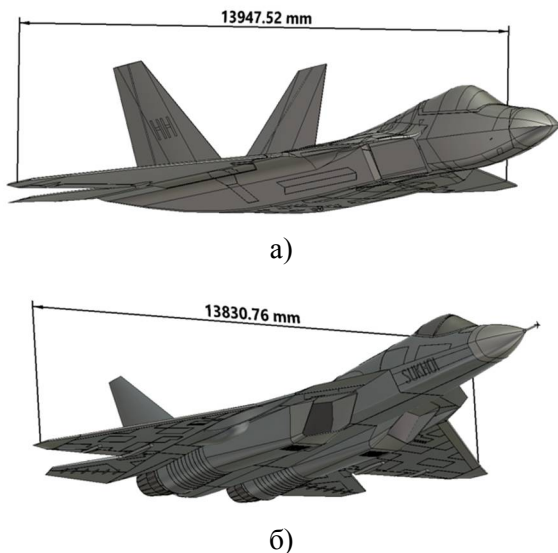


Рис. 1. Модели самолетов: а) Lockheed Martin F-22A; б) Сухой Су-57

С учетом известной информации об экспериментальном исследовании облучение самолетов выполнялось на частотах $f_{F-22} = 517$ МГц и $f_{Su-57} = 536$ МГц, что соответствует методам электродинамического подобию. Полученные в результате моделирования картины

диаграмм обратного рассеяния (ДОР) или ЭПР приводятся на рис. 2.

По полученным картинам отчетливо видно, что благодаря геометрической форме объекта удается достичь снижения ЭПР, а также отклонить падающие электромагнитные волны от изначального направления прихода. Помимо самих картин ЭПР применение моделирования позволяет отследить пути лучей (электромагнитных) волн, как это показано на рис. 3.

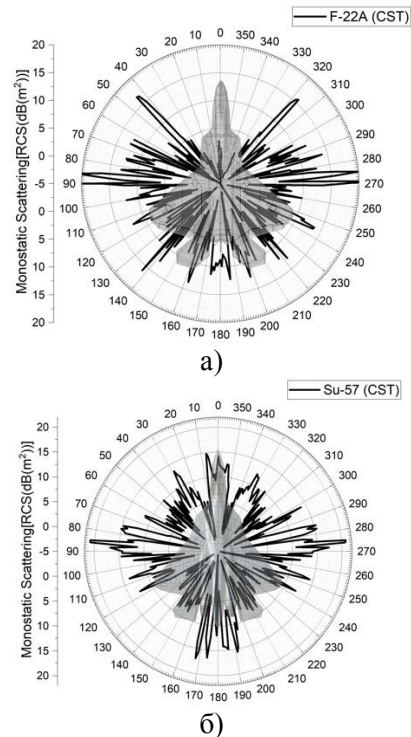


Рис. 2. Картинки ЭПР самолетов пятого поколения: а) Lockheed Martin F-22A; б) Сухой Су-57

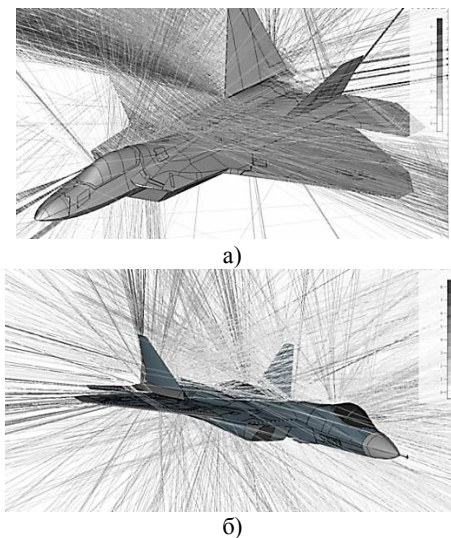


Рис. 3. Трассировка электромагнитных волн: а) Lockheed Martin F-22A; б) Сухой Су-57

Еще одна важная характеристика для объектов, которые требуется обнаружить – блестящие точки. Благодаря блестящим точкам становится возможным формирование радаров с синтезированными апертурами (ISAR). Вид картины блестящих точек приводится на рис. 4.

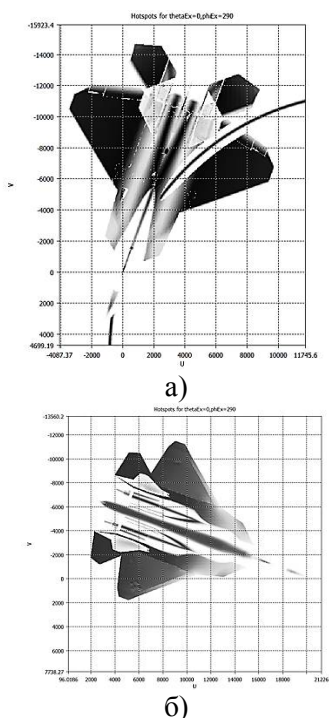


Рис. 4. Блестящие точки, полученные асимптотическим методом: а) Lockheed Martin F-22A; б) Сухой Су-57

Таким образом, применение современных методов электродинамического моделирования позволяет обеспечить определение характеристик с высокой точностью на стадии проектирования. Рассмотрим экспериментальное исследование с использованием ультразвукового лоатора.

Экспериментальное исследование с использованием масштабных моделей

Одним из методов экспериментальной оценки характеристик ДОР является использование ультразвуковой локации, как это показано в работе [7]. Общий вид установки приводится на рис. 5.



Рис. 5. Установка для измерения диаграмм обратного рассеяния

В процессе измерения модели самолетов в масштабе 1/72 облучались ультразвуковой волной с определением напряжения, которое будет измерено приемной антенной. На основе этого были построены диаграммы обратного рассеяния, выраженные в дБмВ, которые приводятся на рис. 6.

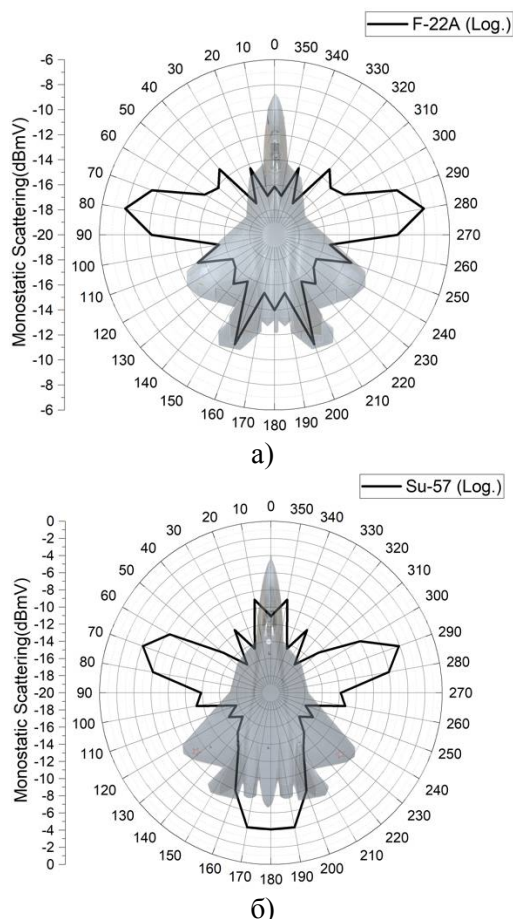


Рис. 6. Измеренные диаграммы обратного рассеяния: а) Lockheed Martin F-22A; б) Сухой Су-57

Полученные картины показывают, что результаты измерения по форме схожи с полученными при моделировании, однако стоит учитывать, что измерение производилось с ша-

гом 10° , а моделирование было выполнено с шагом 1° . Также важно отметить, что на рис. 2 результаты приводятся в виде ЭПР, то есть с учетом выражения:

$$\sigma = 4\pi R^2 \cdot \frac{P_1}{P_2}, \quad (6)$$

где R – расстояние до цели от РЛС; P_1, P_2 – плотности потоков мощности, созданной антенной и принятой после отражения, соответственно; при экспериментальном исследовании пересчет не проводится, так как не были известны характеристики диаграмм направленности антенн.

Заключение

Полученные результаты показывают, что применение современных технологий моделирования позволяет определить характеристики диаграмм обратного рассеяния объектов, провести оптимизацию структуры для минимизации радиолокационной заметности. Применение экспериментального измерения характеристик позволяет определить наглядно процедуру измерения, принципы работы радиолокации. Особенно наглядными в таком исследовании являются самолёты последнего поколения, так

как в их конструкции применяются все последние идеи по минимизации радиолокационной заметности.

Литература

1. Уфимцев П.Я. Метод краевых волн в физической теории дифракции. М.: Советское радио, 1962. 243 с.
2. Rich B.R. Skunk Works: A Personal Memoir of My Years at Lockheed. New York: Back Bay Books-Little Brown and Company, 1994. 372 p.
3. Research on the shape stealth design of infantry Fighting vehicle/S. Hao, Y. Liu, F. Xu, J. Yuan, W. Liu // 2021 6th International Conference on Intelligent Computing and Signal Processing (ICSP). 2021. P. 1393-1396.
4. Research on the bistatic RCS characteristics of stealth aircraft / X. Fan, Y. Qin, S. Shang, D. Song, W. Sun, D. Li, X. Luo // 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). 2015. P. 1-3.
5. Ashraf R., Tabassum S.T., Hossam-E-Haider M. Analytical Study of Bi-Static Radar Cross Section with a Comparison at S Band and X Band of F-117 Nighthawk Stealth Aircraft // 2018 4th International Conference on Electrical Engineering and Information & Communication Technology (iCEEICT). 2018. P. 406-410.
6. Chung S.S., Chou Y., Chuang Y. J9: Radar Cross Section Analysis of Stealth Fighter Design: Key Factors and Limitation of Simulation // International Journal of Electrical Engineering. 2016. Vol. 23. P. 201-214.
7. Майзельс Е.Н., Торгованов В.А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей. М.: Советское радио, 1972. 233 с.

Поступила 30.10.2022; принята к публикации 15.02.2023

Информация об авторах

Володько Александр Владиславович – 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: zavlabvgtu@mail.ru

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>

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>

STUDYING THE MONOSTATIC SCATTERING CHARACTERISTICS OF THE FIFTH GENERATION FIGHTERS

A.V. Volod'ko^{1,2}, E.A. Ishchenko¹, S.M. Fyedorov^{1,2}

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²International Institute of Computer Technologies, Voronezh, Russia

Abstract: the article discusses two methods for studying the characteristics of backscatter diagrams for the fifth generation military planes: Lockheed Martin F-22A Raptor and Sukhoi Su-57. To determine the characteristics of the monostatic scattering, it is proposed to use asymptotic modeling of the object to obtain a whole picture of the effective scattering area, bright points, and the direction of the reflected waves propagation. Experimental study using ultrasonic radar is also proposed.

The study shows that the use of modern aircraft development methods can reduce the RCS of an object, which is confirmed both by full-size models in modeling and by experimental study of scale models. Since an ultrasonic locator was used in the experimental study, in accordance with the rule of electrodynamic similarity, frequencies that correspond to the waves that would irradiate the full-size model were chosen. The results of the study are presented in the form of backscatter diagrams with a step of 1 degree for simulation and 10 for experimental study. The patterns of backscatter diagrams have a similar shape, but there are differences that are caused by a smaller measurement step in the experiment, and the experimental data are presented in the form of dBmV instead of square meters, since no conversion to the values of the effective scattering area was made

Key words: radar, radar cross section, monostatic scattering, fifth generation fighter

References

1. Ufimtsev P.Ya. "Edge wave method in the physical theory of diffraction", Moscow: Sovetskoye radio, 1962, 243 p.
2. Rich B.R. "Skunk works: a personal memoir of my years at Lockheed", New York: Back Bay Books-Little Brown and Company, 1994, 372 p.
3. Hao S., Liu Y., Xu F., Yuan J., Liu W. "Research on the shape stealth design of infantry fighting vehicle" *2021 6th International Conference on Intelligent Computing and Signal Processing (ICSP)*, 2021, pp. 1393-1396.
4. Fan X., Qin Y., Shang S., Song D., Sun W., Li D., Luo X. "Research on the bistatic RCS characteristics of stealth aircraft", *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2015, pp. 1-3.
5. Ashraf R., Tabassum S. T., Hossam-E-Haider M. "Analytical study of bi-static radar cross section with a comparison at S and X band of F-117 nighthawk stealth aircraft", *2018 4th International Conference on Electrical Engineering and Information & Communication Technology (iCEEICT)*, 2018, pp. 406-410.
6. Chung S. S., Chou Y., Chuang Y. "J9: radar cross section analysis of stealth fighter design: key factors and limitation of simulation", *International Journal of Electrical Engineering*, vol. 23, 2016, pp. 201-214.
7. Maizels E.N., Torgovanov V.A. "Measurement of the scattering characteristics of radar targets", Moscow: Sovetskoye radio, 1972, 233 p.

Submitted 30.10.2022; revised 15.02.2023

Information about the authors

Alexandr V. Volod'ko, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), International Institute of Computer Technologies (29 b Solnechanya str., Voronezh 39026, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: zavlabvgtu@mail.ru

Evgeniy 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>

Sergey M. Fyedorov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), International Institute of Computer Technologies (29 b Solnechanya str., Voronezh 39026, Russia), tel.: +7 (473)243-77-29, e-mail: fedorov_sm@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9027-6163>

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ДВУХЧАСТОТНОГО ПРИЕМНИКА ГЛОНАСС В СОСТАВЕ КОМПЛЕКСОВ ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

Е.С. Косинов¹, М.А. Савельев², К.Ч. Колбая³

¹Филиал Военно-морской академии им. Адмирала флота Советского Союза

Н.Г. Кузнецова, г. Калининград, Россия

²Тамбовский государственный университет, г. Тамбов, Россия

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

Аннотация: рассматриваются вопросы обеспечения устойчивости в работе автоматизированных комплексов декаметрового радиосвязи за счет включения в состав аппаратных двухчастотных приемников спутниковых навигационных сигналов ГЛОНАСС/GPS для мониторинга состояния ионосферы в реальном времени. Применение данных приемников позволяет отказаться от методов активного зондирования ионосферы комплексом радиосвязи при вхождении в связь, упростить сам алгоритм вхождения в связь, уменьшить время организации канала связи. Отказ от активных методов зондирования состояния ионосферы позволяет существенно снизить уровень межстанционных помех, улучшить электромагнитную обстановку в декаметровом диапазоне. Кроме того, за счет достаточно точного определения параметров ионосферы в реальном времени возможен отказ от привязки к средствам частотно-диспетчерской службы, что позволяет повысить мобильность аппаратных комплексов декаметрового радиосвязи, обеспечить автономность в их работе. Хорошие точностные характеристики организуемого пассивного мониторинга состояния ионосферы с применением двухчастотного приемника навигационных сигналов спутниковой навигации ГЛОНАСС/GPS позволяют организовывать выбор аппаратурой адаптации комплекса связи вероятностно-оптимальной частоты, близкой к оптимальной рабочей частоте в определяемой широтности Земли, что, в свою очередь, в большей степени способствует однокачковому распространению радиоволн по радиотрассе до абонента связи, снижает уровень замираний на входе приемника абонента, позволяет точно прогнозировать время адаптивной смены рабочей частоты до момента снижения заявленного качества в передаче информации, повышает устойчивость канала связи в целом

Ключевые слова: декаметровая связь, мониторинг, ионосфера, пассивный режим, устойчивость радиосвязи

Введение

Основные сложности при построении и функционировании автоматизированных систем декаметрового (ДКМ) радиосвязи связаны с необходимостью компенсации на приемной стороне многолучевого распространения радиоволн между корреспондентами, что в сочетании с нестационарностью состояния ионосферы приводит к высокой неустойчивости формируемых каналов связи и низкой их пропускной способности. Указанные особенности стараются учесть при разработке адаптивных систем управления ДКМ радиосвязью. Реализация функционирования комплексов ДКМ радиосвязи полностью в автоматическом режиме к настоящему времени основана на применении достаточно большого набора средств активного зондирования ионосферы для учета ее состояния в реальном времени. Задача зондирования состояния ионосферы решается си-

стемно с применением специальных зондирующих сигналов самими комплексами ДКМ радиосвязи непосредственно перед началом работы каналов связи и с использованием специальных средств ионосферно-волновой и частотно-диспетчерской служб. Если учитывать сложность частотного планирования при распределении рабочих частот в комплексах ДКМ радиосвязи для их работы без взаимных помех (основными помехами в работе ДКМ радиосредств являются межстанционные), применение активных методов зондирования ионосферы приводит к ухудшению электромагнитной обстановки в данном диапазоне, к увеличению хаотичности в работе каналов связи, к снижению их устойчивого функционирования на уже выбранной рабочей частоте, к снижению скорости передачи информации. Кроме того, необходимость привязки к работе средств ионосферно-волновой и частотно-диспетчерской служб приводит к снижению мобильности комплексов ДКМ радиосвязи, а при нарушении связи с данными средствами

происходит существенное снижение эффективности их применения.

Система автоматизированного управления ДКМВ радиосвязью с пассивным зондированием ионосферы

Улучшить электромагнитную обстановку в «радиоэфире» ДКМ диапазона при использовании ионосферного распространения радио-

волн возможно при переходе от методов активного зондирования состояния ионосферы к пассивным методам. Так была предложена структура системы автоматического управления коротковолновой связью [1], в составе которой используется двухчастотный прием спутниковых навигационных сигналов ГЛОНАСС/GPS для организации пассивного мониторинга состояния ионосферы (рис. 1).

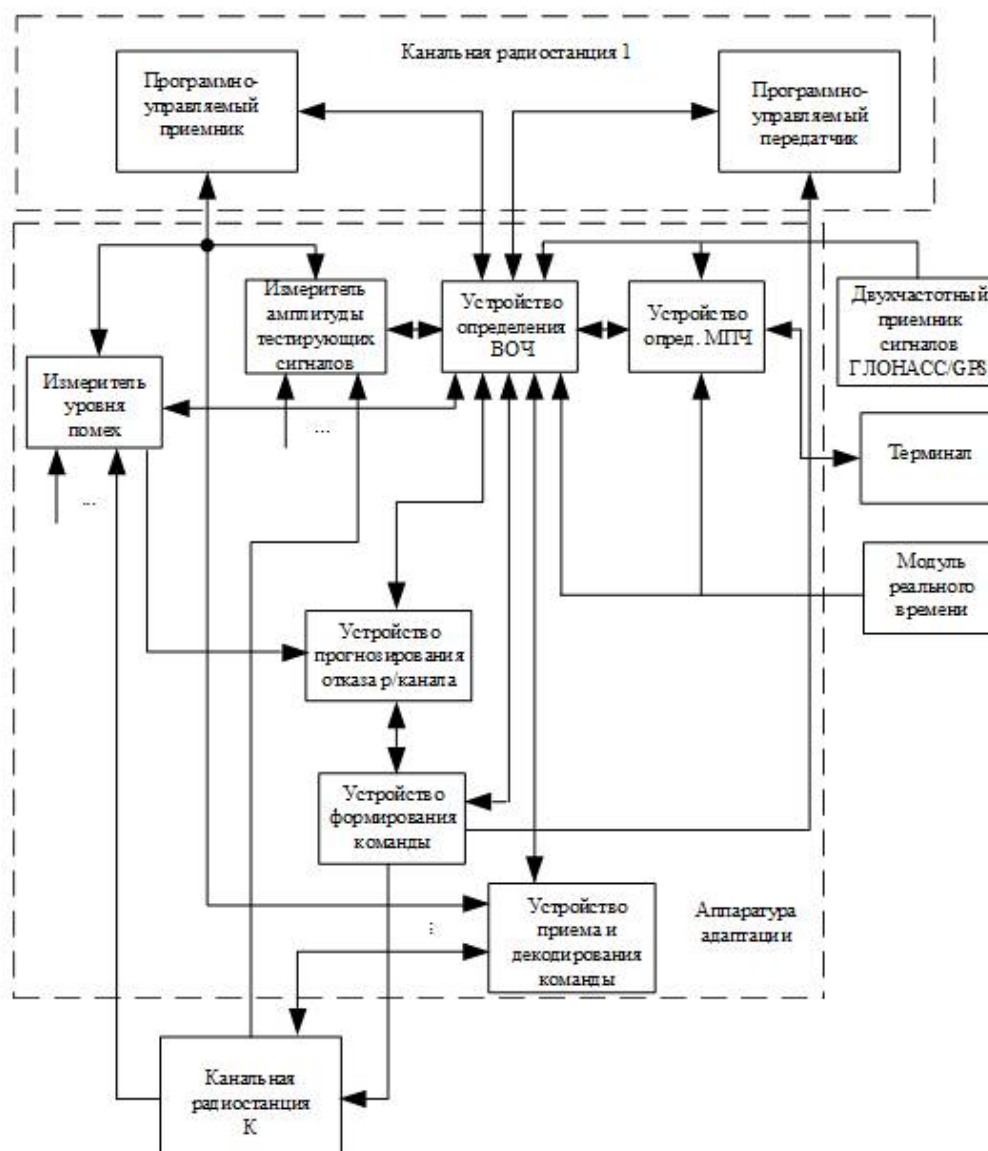


Рис. 1. Система автоматического управления декаметровая радиосвязью

В предложенной системе двухчастотный приемник спутниковых навигационных сигналов выполняет две важные функции. Во-первых, он является источником сигнала точного времени (московского декретного) для синхронизации процесса перехода программно-перестраиваемых приемников и передатчи-

ков частотно-адаптивной радиолинии на новые рабочие частоты. Во-вторых, через анализ разности псевдодальностей прохождения сигналов (анализ временной задержки между ними) от спутника до точки наблюдения $\Delta R(f_1, f_2)$ осуществляется мониторинг в реальном времени, высотное распределение электронной

концентрации в ионосфере вдоль траектории распространения радиолуча от спутника до аппаратной комплекса $N(z)$ [2]:

$$\int_{z_1}^{z_2} N(z) \frac{a+z}{\left[(a+z)^2 - a^2 \sin^2 \vartheta \right]^{1/2}} dz =$$

$$= 2,415 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{f_1^2}{k} [\Delta R(f_1, f_2) - \delta], \quad (1)$$

где z_1 и z_2 – предполагаемые нижняя и верхняя границы анализируемого слоя ионосферы, z – текущая высота зондирования, ϑ – зенитный угол наблюдения навигационного спутника с пункта наблюдения, $k = 1 - f_1^2 / f_2^2$, δ – неустранимая погрешность измерения. По получаемым данным распределения электронной концентрации в ионосфере определяются значения критической частоты слоя и его высота, осуществляется коррекция в реальном времени так называемого числа Вольфа, учитывающего влияние солнечной активности на отражающие свойства ионосферы. Это обеспечивает коррекцию расчета максимально применимой частоты (МПЧ) для автоматически организуемой частотно-адаптивной радиоперехватной связи. Мониторинг текущего состояния ионосферы (определение МПЧ) осуществляется с периодичностью 1 мин., погрешность определения для организуемых однокачковых трасс 5...10%, протяженность рассчитываемых трасс – до 2000 км (в радиусе до 1000 км от своего местоположения), возможен одновременный расчет нескольких трасс.

Включение малогабаритного двухчастотного приемника спутниковых навигационных сигналов ГЛОНАСС/GPS в состав узловых аппаратных комплексов ДКМ радиосвязи не увеличивает массогабаритных показателей аппаратных. На рис. 2 показан двухчастотный приемник спутниковых сигналов с малогабаритной антенной возле автоматизированного рабочего места начальника аппаратной связи в виде защищенного компьютера. Устройство расчета и коррекции МПЧ реализуется программно.



Рис. 2. Состав аппаратно-программного комплекса мониторинга состояния ионосферы

При включении рассматриваемого двухчастотного приемника спутниковых навигационных сигналов ГЛОНАСС/GPS с устройством расчета и коррекции МПЧ в состав системы управления автоматизированной ДКМ радиосвязью и размещении в аппаратных узловых средствах связи, разнесенных территориально, будет обеспечиваться повышение надежности функционирования системы ДКМ радиосвязи и на радиотрассах большей протяженности.

Третьей важной функцией применяемого в системе ДКМ радиосвязи двухчастотного приемника спутниковых навигационных сигналов ГЛОНАСС/GPS является обеспечение реализации однокачкового распространения радиоволн до корреспондента связи. Высокая точность определения динамически изменяющейся критической частоты для задаваемого слоя ионосферы (5-10%) позволяет выбирать в качестве рабочих частоты, наиболее высокие и близкие к ней. Реализация однокачкового распространения радиоволн до различных корреспондентов с использованием двухчастотного приемника спутниковых навигационных сигналов способствует снижению глубины замираний в канале связи, способствует уменьшению количества вынужденных переходов на новые рабочие частоты, способствует повышению его пропускной способности и улучшению электромагнитной обстановки в ДКМ диапазоне в целом.

Для пояснения можно использовать рис. 3 и 4. Для определения рабочей частоты для условия наличия одного луча с отражением от слоя F_2 можно применить рассуждения в рамках геометрической оптики без учета кривизны земной поверхности [3] и задаваться зонами обслуживания (рис. 3). Применение аппаратными комплексами ДКМ радиосвязи слабо-

направленных в вертикальной плоскости антенных систем обеспечивает относительно равномерное излучение в верхней полуплоскости. При наклонном падении на ионосферу максимальной дальности одного скачка соответствует некоторый угол θ_{0max} между направлением падения и вертикалью. Этому углу соответствует некоторая максимальная частота $f_{н max}$. При уменьшении рабочей частоты кольцо отражающей ионосферы будет расширяться внутрь зоны. Внешняя граница кольца будет соответствовать максимальной дальности прямой видимости, а внутренняя – дальности, для которой новая рабочая частота является максимально допустимой. На поверхности можно выделить соответствующие кольца прихода отраженной волны, каждому из которых соответствует поддиапазон рабочих частот для выполнения условия одного скачка.

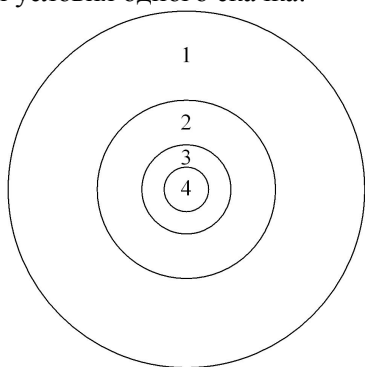


Рис. 3. Расположение идеализированных зон с доступом по одному лучу

Расчет поддиапазонов для полученных элементов зоны выполняется по критической частоте слоя F_2 и угла θ_0 , используя известное выражение [4] с учетом кривизны земной поверхности с помощью геометрии на рис. 4:

$$f_{н} = \frac{f_{в}}{\cos\theta_0}, \quad (2)$$

где $f_{н}$ – отраженная частота при наклонном падении, $f_{в}$ – отраженная частота при вертикальном падении, θ_0 – угол падения на нижнюю границу ионосферы. Для оценки максимально возможного значения рабочей частоты, соответствующей максимальной дальности, определяют θ_{0max} с учетом действующей высоты отражения $h_{д}$ для слоя F_2 с учетом радиуса Земли r_3 [3]:

$$\theta_{0max} = \arcsin \frac{r_3}{r_3 + h_{д}}. \quad (3)$$

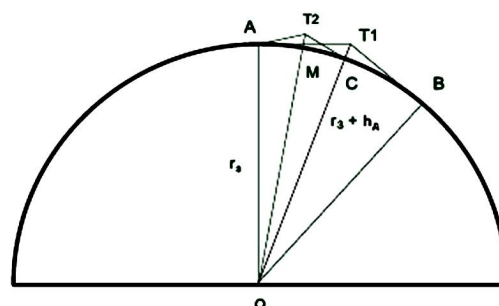


Рис. 4. Геометрия лучей с учетом кривизны земной поверхности

Максимально применимая частота для первой зоны, соответствующая углу θ_{0max} , определяется выражением

$$f_{max 1} = \frac{f_{кр F2}}{\cos\theta_{0max}}, \quad (4)$$

При решении треугольника $AOT2$ относительно $\angle AT2O = \theta_{02}$ получают максимальный угол падения волны на ионосферу для кольца 2 и его верхнюю рабочую частоту:

$$\theta_{02} = \arccos \frac{h_{д} + r_3(1 - \cos\angle AOT2)}{\sqrt{r_3^2 + (r_3 + h_{д})^2 - 2r_3(r_3 + h_{д})\cos\angle AOT2}}, \quad (5)$$

$$f_{max 2} = \frac{f_{кр F2}}{\cos\theta_{02}}. \quad (6)$$

Для задаваемых колец 3 и 4 аналогично вычисляются θ_{03} , $f_{max 3}$, θ_{04} и $f_{max 4}$. Для центральной зоны верхней границей поддиапазона является $f_{кр F2}$ слоя F_2 , нижней границей – $f_{кр F1}$ слоя F_1 . Как следует из приведенных выражений, исходными параметрами расчетов рабочих частот для односкачкового распространения радиоволн до корреспондента является действующая высота отражения от слоя F_2 и $f_{кр F2}$. Использование двухчастотного приемника спутниковых навигационных сигналов обеспечивает высокую точность определения значения $f_{кр F2}$ применительно к реальному состоянию ионосферы. Важно также выделить, что при организации частотно-адаптивной радиолинии с односкачковым распространением

сигнал ответа вызываемого абонента при необходимости может содержать уточняемые координаты вызываемой станции. Следовательно, автоматизация ввода координат объекта связи будет не лишней, и устройство работает по непосредственному своему назначению.

Следует выделить четвертую важную функцию, которую может выполнить предлагаемое к применению навигационное устройство. В высокоскоростных каналах передачи данных в ДКМ диапазоне применяются модемы с многочастотными сигналами, например, с реализацией метода уплотнения с ортогонально-частотным разделением (OFDM) [4]. Устойчивая работа параллельных модемов зависит от обеспечения их синхронизации на передающей и приемной стороне. У большинства применяемых модемов допустимая долгосрочная расстройка несущих частот приемника и передатчика не должна превышать ± 15 Гц. Наличие данной расстройки объясняется, прежде всего, доплеровским рассеянием в ионосфере. Большие значения доплеровского ухода частоты корреспондента наблюдаются при обеспечении авиационной радиосвязи с высокоскоростными летательными аппаратами. В настоящее время разрабатываются модемы для функционирования с расстройкой до ± 150 Гц, но это уже своеобразный предел. Проблему синхронизации ДКМ связи при скоростях летательных аппаратов 2 и более Маха (число Маха – отношение истинной скорости в потоке, например, обтекания воздухом самолёта, к скорости звука в конкретной среде) возможно решить при точном определении изменения во взаимном расположении объектов связи с использованием точных навигационных средств, проведением расчета доплеровского сдвига частоты по построению траектории движения летательного аппарата с использованием бортовых навигационных си-

стем и передачи расчетного значения на передающую сторону.

Заключение

Таким образом, для обоснования включения двухчастотного приемника радиосигналов глобальных спутниковых навигационных систем ГЛОНАСС/GPS в состав аппаратных автоматизированных комплексов ДКМ радиосвязи можно выделить следующие его функции:

- источник сигналов точного (декретного московского) времени для синхронизации в работе частотно-адаптивных радиолиний;
- устройство пассивного мониторинга состояния ионосферы в реальном времени, обеспечивающее формирование (коррекцию) значения МПЧ;
- устройство обеспечения организации однокачкового распространения радиоволн до различных корреспондентов за счет формирования (коррекции в реальном времени) значения критической частоты для рабочего слоя ионосферы;
- устройство обеспечения синхронизации работы высокоскоростных модемов передачи данных в авиационной ДКМ радиосвязи.

Литература

1. Пат. №2719551, МПК51 Н04В 17/00. Система автоматического управления коротковолновой связью / М.А. Савельев, Е.С. Косинов, И.Д. Фошин (РФ); 2019121961. Заявл. 09.07.2019; опублик. 21.04.2020.
2. Аппаратно-программный комплекс для мониторинга состояния ионосферы в режиме реального времени / В.М. Смирнов, Е.В. Смирнова, С.И. Тынянкин, В.Н. Скобелкин, А.П. Мальковский // Гелиогеофизические исследования. 2013. Вып. 4. С.32-38.
3. Зайцев В.В. Оценка размеров зоны обслуживания и нижней границы пропускной способности узла радиодоступа диапазона ДКМВ // Информация и космос. 2014. №1. С. 13-17.
4. Березовский В.А., Дулькейт И.В., Савицкий О.К. Современная декаметровая радиосвязь: оборудование, системы и комплексы. М.: Радиотехника, 2011. 444 с.

Поступила 23.11.2022; принята к публикации 15.02.2023

Информация об авторах

Косинов Евгений Сергеевич – преподаватель, Филиал Военно-морской академии им. Адмирала флота Советского Союза Н.Г. Кузнецова (236026, Россия, г. Калининград, Советский проспект, 82), e-mail: kosinov79@bk.ru.

Савельев Михаил Александрович – канд. техн. наук, доцент, Тамбовский государственный университет (392036, Россия, г. Тамбов, ул. Интернациональная, 33), e-mail: michail.1111@yandex.ru.

Колбая Камила Чичиковна – канд. техн. наук, доцент, старший научный сотрудник, 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, 54 «А»), e-mail: kolbaya-kamila@rambler.ru

FEATURES OF APPLICATION OF A TWO-FREQUENCY GLONASS RECEIVER AS A PART OF DECAMETRE RADIO COMMUNICATION

E.S. Kosinov¹, M.A. Savel'yev², K.Ch. Kolbaya³

¹Branch of the N.G. Kuznetsov Naval Academy, Kaliningrad, Russia

²Tambov State University, Tambov, Russia

³Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces "N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air Academy", Voronezh, Russia

Abstract: the article considers the issues of ensuring stability in the automated decameter radio communication systems operation by GLONASS/GPS satellite navigation signals including in the dual-frequency receivers for the ionosphere state in the real time. These receivers usage makes it possible to refuse the methods of the ionosphere active probing by the radio communication system when joining into contact as well as to simplify the entering into communication algorithm and to reduce the communication channel organizing time. The ionosphere state probing active methods rejection makes it possible to significantly reduce the level of interstation disturbances and to improve the electromagnetic environment in the decameter range. Moreover, it is possible to refuse the linking to the means of the frequency dispatch service due to a fairly accurate ionosphere parameters determination in the real time, which allows to increase the decameter radio communication complex mobility and ensure autonomy in their work. Good accuracy characteristics of the ionosphere state passive monitoring using the satellite navigation GLONASS/GPS dual frequency receiver allow to organize the probabilistically-optimal frequency selection close to the optimal operation frequency in determined Earth latitude with the help of the communication complex adaptation equipment. This in turn, greatly contributes to the radio waves single-jump propagation along the radio path to the communication subscriber, reduces the fading level at the subscribers receiver input, allows the operating frequency adaptive change time prediction until the moment of declared quality reduction in the information transmission and increases the communication channel stability in general

Key words: decameter radio communication, monitoring, ionosphere, passive mode, radio communication stability

References

1. M.A. Savel'yev, E.S. Kosinov, I.D. Foshin Patent №2719551, MPK51 N04V 17/00 "Automatic control system for shortwave communications" ("Sistema avtomaticheskogo upravleniya korotkovolnovoy svyaz'yu"), patent of RF no. 2019121961, 2019, publ. 21.04.2020.
2. Smirnov V.M., Smirnov E.V., Tynyankin S.I., Skobelkin V.N., Malkovskiy A.P. "Hardware-software complex for monitoring the state of the ionosphere in real time", *Heliogeophysical research (Geliogeofizicheskie issledovaniya)*, 2013, vol. 4, pp. 32-38.
3. Zaytsev V.V. "Estimation of the size of the service area and the lower limit of the bandwidth of the radio access node of the DHMW range", *Information and space (Informaciya i cosmos)*, 2014, no. 1, pp. 13-17.
4. Berezovskiy V.A., Dul'keit I.V., Savitskiy O.K. "Modern decameter radio communication: equipment, systems and complexes", Moscow: Radiotekhnika, 2011, 444 p.

Submitted 23.11.2022; revised 15.02.2023

Information about the authors

Evgeniy S. Kosinov, Assistant Professor, Branch of the N.G. Kuznetsov Naval Academy, Kaliningrad, Russia (88 Sovetskiy prospekt, Kaliningrad 236026, Russia), e-mail: kosinov79@bk.ru.

Mikhail A. Savel'yev, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Tambov State University (33 Internatsionalnaya str., Tambov, Russia 392036), e-mail: michail.1111@yandex.ru.

Kamila Ch. Kolbaya, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Senior Research Officer, Military Scientific Educational Center of Military-Air Forces "N.E. Zhukovsky and Ju.A. Gagarin Military-Air Academy" (54 "A" Starykh Bol'shevikov str., Voronezh 394064, Russia), e-mail: kolbaya-kamila@rambler.ru

ОСОБЕННОСТИ РАССМОТРЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН В КАЧЕСТВЕ РЭЛЕЕВСКОГО ПРОЦЕССА

М.В. Соловьев, А.Г. Серегин, Ю.Б. Иванов

Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации, г. Орел, Россия

Аннотация: поставлен вопрос подробного описания областей теории электрической связи, распределение параметров в которых отличается от «обычного», наиболее часто встречаемого во всех областях науки распределение – гауссовского (нормального), приведены не только причины подобного отклонения от привычной картины, но и математическая формализация. Ввиду сложности рассмотрения вопроса в целом показывается только распределение Рэлея и, как вырожденный случай – распределение Райса. Помимо физических процессов описан применяемый математический аппарат из области математической статистики и высшей математики, введены применяемые термины, подготовлена теоретическая база, позволяющая погрузиться в рассматриваемую тематику даже слабо подготовленному читателю. В ходе исследования приводится общая информация о теории электрической связи, распространении радиоволн и статистической радиотехнике. Исследованы варианты принимаемых ЭМВ и особенности распределения их характеристик. Объектом исследования является распределение амплитудных и частотных характеристик принимаемых волн, предметом – особенности принимаемых волн с учетом искажения в канале связи. Тема исследования имеет междисциплинарный характер и предполагает привлечение источников как из сферы теории электрической связи, так и теории вероятностей и математической статистики

Ключевые слова: ФПВ, ИФР, распределение, Рэлея, статистическая радиотехника, математическая статистика

Введение

С ходом развития технологий все более востребованным способом передачи информации становятся радиоволны, причем, как мы видим, путь экстенсивного технологического прогресса, то есть, увеличение мощности сигнала, наращивание размеров антенн – не эффективен и дорог, интенсивное, качественное развитие технологий, в свою очередь, напротив, помогает при сравнительно малых затратах средств значительно улучшить технические возможности. Именно с целью накопления теоретической предметной базы в сфере теории связи попробуем исследовать прием радиоволн, в частности, разберемся с распределением амплитуд сигналов.

Основные математические понятия

Сначала подведем математическую базу под дальнейшее исследование, вспомним распределение Рэлея и, как частный случай последнего – распределение Райса.

Распределение Рэлея – распределение, ФПВ которого выражено функцией:

$$f(x; \sigma) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), \quad x > 0, \sigma \geq 0 \quad (1)$$

где σ – параметр масштаба.

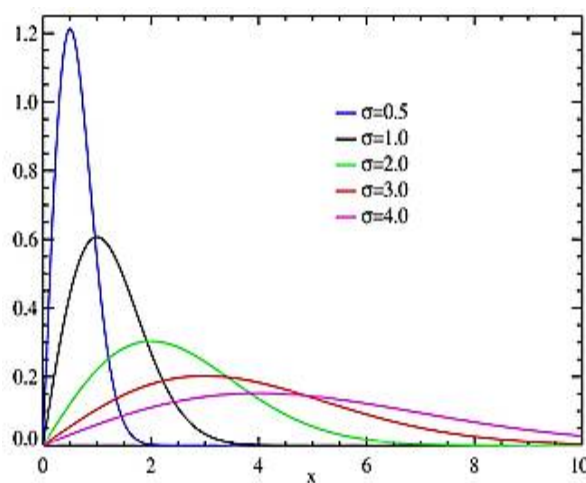


Рис. 1. ФПВ распределения Рэлея

Соответствующая функция распределения имеет вид

$$p(x \leq x) = \int_0^x f(\xi) d\xi = 1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), \quad x \geq 0 \quad (2)$$

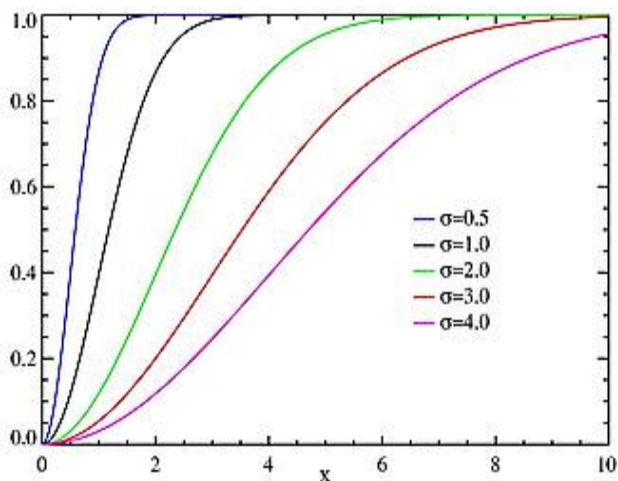


Рис. 2. ИФР распределения Рэлея

Данное распределение встречается при рассмотрении вопросов:

- В задачах о пристрелке пушек.
- В радиотехнике для описания амплитудных флуктуаций радиосигнала.
- В медицине при описании помех на снимках МРТ.

Поговорим о роли распределения Рэлея в качестве описания ФПВ амплитуд аналитического сигнала.

Распределение Рэлея широко используется при исследовании многолучевых каналов связи, у которых в точке приема отсутствует неискаженный регулярный сигнал.

Пусть аналитический сигнал

$$\hat{x}(t) = x(t) + j\tilde{x}(t) \quad (3)$$

является центрированным стационарным Гауссовским СП, как наиболее вероятной и актуальной в практическом применении.

Так как преобразование Гильберта является линейным, не только $x(t)$, но и $\tilde{x}(t)$ - гауссовский СП. Ввиду независимости СПМ от фазовых соотношений, АКФ и дисперсии частот сигнала совпадают, однако следует помнить об их некоррелированности и независимости, т.к. $x(t)$ и $\tilde{x}(t)$ - гауссовские сигналы.

Совместную ФПВ запишем в виде

$$w(x, \tilde{x}, t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} \exp\left(\frac{-\tilde{x}^2}{2\sigma^2}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} \exp\left(\frac{-(x^2 + \tilde{x}^2)}{2\sigma^2}\right) \quad (4)$$

Вследствие независимости, огибающей $A(t)$ сечение, она распределена

$$w(A) = \lim_{\Delta a \rightarrow 0} \frac{P(a \leq A \leq a + \Delta a)}{\Delta a} = \frac{A}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-A^2}{2\sigma^2}\right), \quad A \geq 0 \quad (5)$$

Как видим, ФПВ огибающей распределена по закону Рэлея, можно сделать вывод, что

наиболее вероятны некоторые средние (в окрестности σ) значения огибающей. Маловероятен прием сигнала с амплитудой, значительно большей или меньшей σ .

Рассмотрим иной случай: на прием поступает смесь АБГШ и гармонического сигнала.

$$y(t) = x(t) + U \cos w_0 t \quad (6)$$

Представим СП в квазигармонической форме:

$$x(t) = A_c(t) \cos w_0 t + A_s(t) \sin w_0 t \quad (7)$$

где $A_c(t)$ и $A_s(t)$ - косинусная и синусная квадратурные компоненты комплексной огибающей СП.

Действительная часть сигнала будет представлена выражением:

$$\text{Re}[y(t)] = A_y(t) \cos(w_0 t + \Phi(t)) \quad (8)$$

Можно показать, что плотность вероятностей $A_y(t)$ определена выражением

$$w(A) = \frac{A}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-(A^2 + U^2)}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{AU}{\sigma^2}\right), \quad A \geq 0 \quad (9)$$

где $I_0(x)$ - модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка. Выражение называется обобщенным распределением Рэлея или распределением Райса, которое, в свою очередь, широко используется при исследовании многолучевых каналов связи с присутствием неискаженного сигнала наряду с искаженным в точке приема.

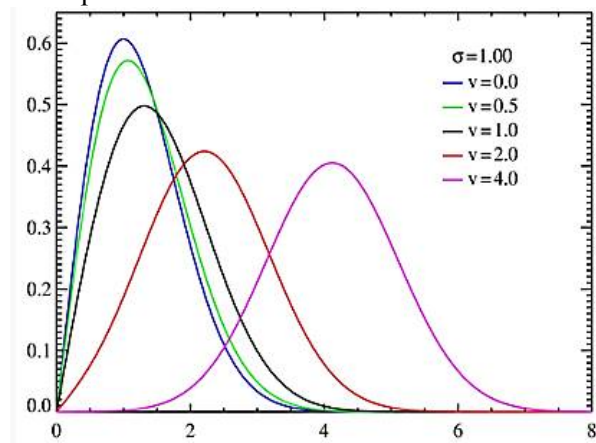


Рис. 3. ФПВ распределения Райса

При рассмотрении ФПВ вышеупомянутого распределения отметим смещение максимума графика функции с ростом U - постоянной составляющей сигнала.

Перейдем к особенностям рассмотрения распределения Рэлея в качестве характеристики систем связи. В дальнейшем, в ходе статьи попытаемся ответить на вопрос, какой процесс в

системе связи может быть распределен по закону Рэлея или, в частном случае, Райса?

Применение в каналах связи

Обратимся к моделям каналов связи, в частности, рассмотрим модель многолучевого распространения сигналов.

Данная ситуация (многолучевой канал) является неотъемлемой частью организации связи в городских условиях.

При рассмотрении пути прохождения от антенно-фидерного устройства передатчика до приемника в среде с плотной застройкой можно заметить, что на радиоприемник «абонента» поступает не просто переотраженный от элементов застройки (зданий, технических сооружений) и иных отражающих поверхностей сигнал, представляющий собой множество копий исходной посылки, полученных к разным коэффициентам передачи, фазой и в различные моменты времени, что обусловлено различными путями прохождения радиоволны.

Многолучевое распространение сигнала продемонстрировано на рис. 4.

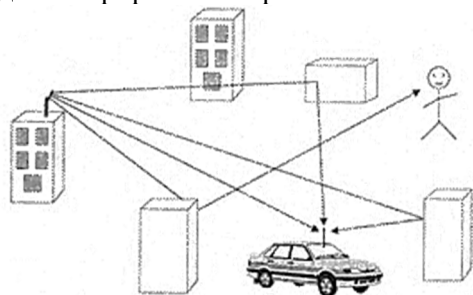


Рис. 4. Многолучевое распространение сигнала

Формализуем процесс передачи и введем его математическое описание – модель канала связи с многолучевым распространением сигнала, рассмотрим рис. 5.

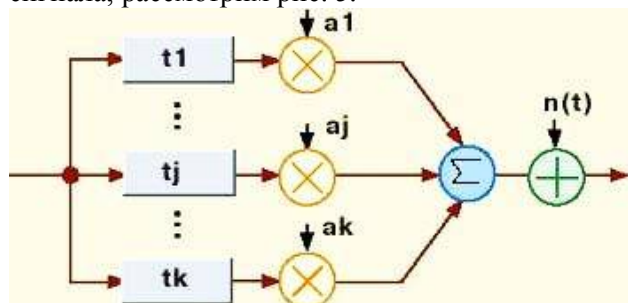


Рис. 5. Модель канала с многолучевым распространением сигнала

На рисунке видно, что канал представлен в виде k параллельных ветвей, представляющих

собой копии переданного сигнала, значения коэффициента передачи и времени запаздывания t_i для разных k путей различно и флуктуирует.

Выходной сигнал будет описан как:

$$z(t) = \text{Re}[\mu \dot{x}(t) \exp(j\omega_0 t)] = \text{Re} \left[\sum_{l=1}^k \mu_l x_l(t) \cos \theta_l + j \sum_{l=1}^k \mu_l \tilde{x}_l(t) \cos \theta_l \right], \quad (10)$$

где $\mu = \mu \exp(j\theta_l)$ – комплексный коэффициент передачи канала связи;

l – число путей сигнала в точке приема;

μ_l – коэффициент передачи по l -му пути;

t_l – время распространения l -го подлуча.

Если в точке приема отсутствует постоянный луч, для случая, когда коэффициенты передачи отдельных путей μ_l одного порядка и фазовые сдвиги в лучах θ_l достаточно велики, одномерное распределение вероятностей модуля суммарного коэффициента передачи канала является рэлеевским, описываемым выражением.

$$w(\mu) = \begin{cases} \frac{\mu}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma^2}\right), & \mu \geq 0 \\ 0, & \mu < 0 \end{cases} \quad (11)$$

График ФПВ – функции распределения коэффициента передачи представлен на рис. 6.

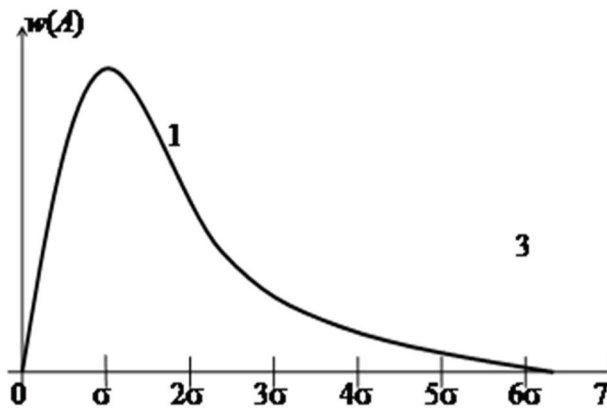


Рис. 6. График, характеризующий закон распределения коэффициента передачи канала

Фаза результирующего сигнала распределена равномерно на интервале $(0 \dots 2\pi)$, как видно из рис. 7.

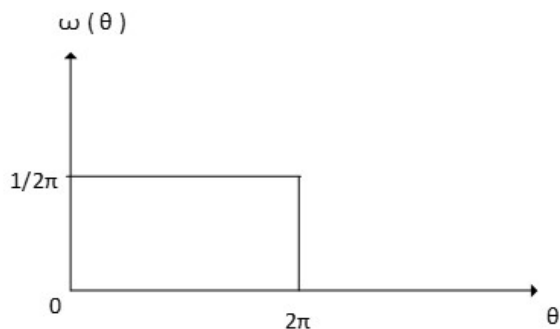


Рис. 7. График, характеризующий закон распределения фазового сдвига сигнала

В случае приема регулярного (незамирающего) луча, коэффициент передачи подчиняется распределению Райса, как мы выяснили ранее – частному случаю Рэлея.

$$w(\mu) = \begin{cases} \frac{\mu}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-\mu^2}{2\sigma^2} - q^2\right) I_0\left(\frac{q\mu\sqrt{2}}{\sigma}\right), & \mu \geq 0 \\ 0, & \mu < 0 \end{cases} \quad (12)$$

где $q = \frac{m_x^2 + m_y^2}{2\sigma^2}$ – это отношение мощностей регулярной и флуктуирующей составляющих;

$I_0(x)$ – функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Графики ФПВ для распределения Райса представлены на рис. 8.

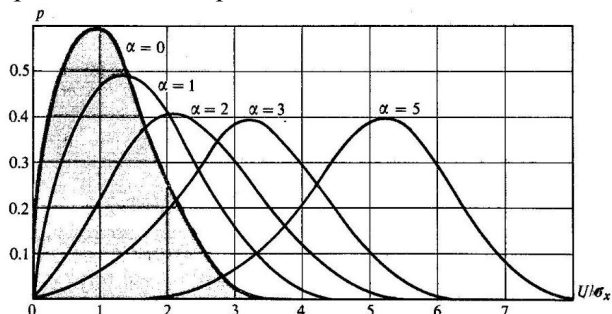


Рис. 8. Графики распределения значений по закону Райса

Итак, продолжим дальнейшее рассмотрение сфер применения Рэлеевского распределения в теории связи.

Перейдем от каналов связи далее по схеме системы электросвязи, представленной на рис. 9.

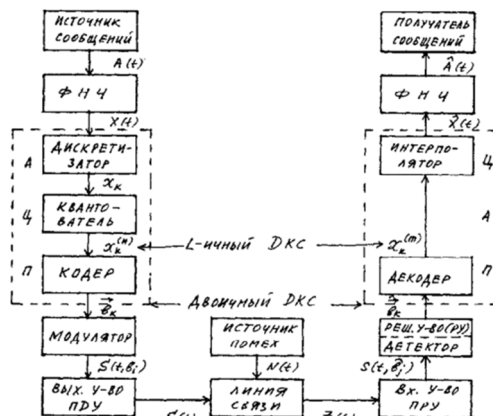


Рис. 9. Система электросвязи

Рассмотрим приемное устройство и поступающую на него смесь сигнала и шума.

Применение в демодуляторе

Отлично известно, что большая часть всего в природе распределено по нормальному закону, это же аналогично и для радиоволн.

Форма передаваемых нами сигналов – косинусоида или приближена к ней, как, например, на рис. 10.

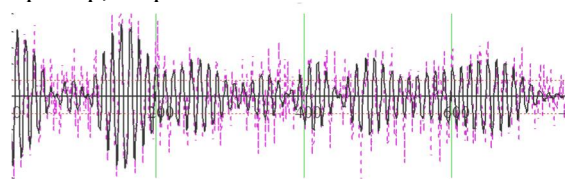


Рис. 10. Временное представление смеси сигнала АМ и АБГШ

Глядя на изображение, можно исключительно по внешнему виду радиосигнала понять, что его математическое ожидание равно нулю, подтвердить наблюдения поможет график ФПВ мгновенных значений сигнала, представленный на рис. 11.

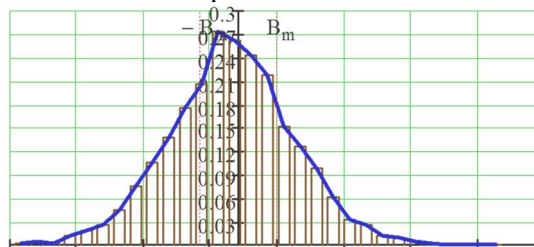


Рис. 11. График ФПВ мгновенных значений смеси сигнала АМ и АБГШ

Если же говорить не о мгновенных значениях, а о более важной для модулированного сигнала составляющей – огибающей, то ее распределение, очевидно, будет смещено в сторону положительных

значений ввиду того, что минимальное значение у огибающей, в отличие от мгновенных значений, не отрицательно, а ноль, что продемонстрировано на рис. 12.

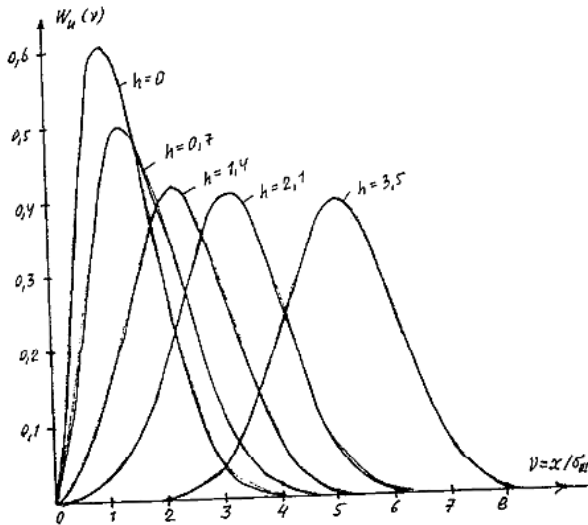


Рис. 12. График ФПВ возможной огибающей смеси сигнала АМ и АБГШ

В частности, при некогерентном приеме сигнала распределение огибающей получаемого сигнала подчиняется закону Райса.

Рэлеевский канал примечателен не только нетипичными распределениями (не гауссовскими), но и, так называемыми, райсовскими замираниями – стремительным уменьшением коэффициента передачи в канале связи, пример которого показан на рис. 13.

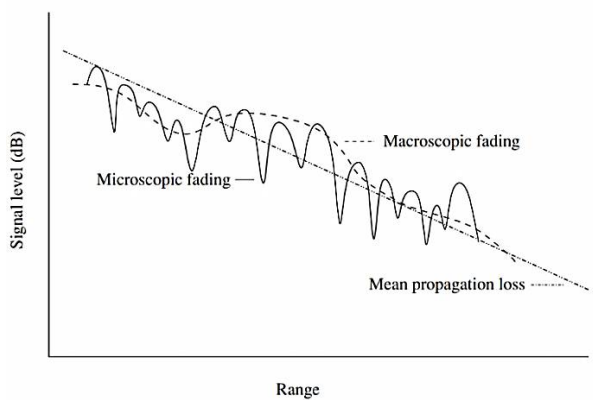


Рис. 13. Замирание

Данные замирания делятся на два типа – быстрые и медленные.

Быстрые замирания в основном вызваны одной из двух причин: либо доплеровским сдвигом частоты, чаще всего возникающим при

перемещении источника и приемника сигнала, и, в принципе, из-за многолучевой природы распространения.

Классифицируем быстрые замирания еще по одному признаку, по избирательности.

Итак, быстрые замирания могут быть:

1. Избирательными (selective)
 - а. Частотно избирательными (frequency selective)
 - б. Избирательными во временной области (time selective)
 - в. Пространственно избирательными (это относится к вопросу об углах прихода и отражения).

2. Отправки ЭМ волн — сегодня мы этот вопрос разбирать не будем).

3. Плоскими (flat) — тяготеющими больше к характеру медленных замираний (да, вот такой вот парадокс).

Медленные замирания по сути своей являются лишь более длительными по времени быстрыми замираниями.

Заключение

В работе рассмотрены области электросвязи, в которых распределение отходит от классического – гауссовского (нормального), в частности – случаи распределения величин или их параметров по закону Рэлея.

Приведен соответствующий математический аппарат, позволяющий понять тему неподготовленному читателю, а также смежные знания, позволяющие полнее осознать данную тему.

Литература

1. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 2003. 400 с.
2. Вадзинский Р.Н. Справочник по вероятностным распределениям. СПб.: Наука, 2001. 295 с.
3. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и Связь, 1982. 624 с.
4. Сенин А.И. Статистическая радиотехника. Примеры и задачи: учеб. пособие. М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010. 71 с.

Информация об авторах

Соловьев Михаил Викторович – сотрудник, Академия ФСО России (302015, Россия, г. Орел, ул. Приборостроительная, 35), e-mail: saintsdetr@gmail.com, тел. +7(916)570-50-76

Серегин Александр Геннадьевич – сотрудник, Академия ФСО России (302015, Россия, г. Орел, ул. Приборостроительная, 35), e-mail: idreams7@mail.ru, тел. +7(916)570-43-23

Иванов Юрий Борисович – канд. техн. наук, доцент, сотрудник, Академия ФСО России (Россия, г. Орёл, ул. Приборостроительная, 35), e-mail: zhmur@yahoo.com, тел. +7(916)570-12-34

FEATURES OF CONSIDERATION OF ELECTROMAGNETIC WAVES AS A RAYLEIGH PROCESS

M.V. Solovyov, A.G. Seregin, Yu.B. Ivanov

Academy of the Federal Guard Service of Russia, Orel, Russia

Abstract: we raised the question of a detailed description of the areas of the theory of electrical communication, the distribution of parameters in which differs from the “usual” distribution most often encountered in all fields of science - the Gaussian (normal) distribution, not only the reasons for such a deviation from the usual picture are given, but also mathematical formalization. Due to the complexity of considering the issue as a whole, we shown only the Rayleigh distribution and, as a degenerate case, the Rice distribution. In addition to physical processes, we described the applied mathematical apparatus from the field of mathematical statistics and higher mathematics, the terms used are introduced, a theoretical base is prepared that allows even a poorly prepared reader to immerse themselves in the subject under consideration. The study provides general information about the theory of electrical communication, propagation of radio waves and statistical radio engineering. We investigated variants of received EMW and features of distribution of their characteristics. The object of the study is the distribution of the amplitude and frequency characteristics of the received waves, the subject is the features of the received waves, taking into account the distortion in the communication channel. The research topic is interdisciplinary in nature and involves the involvement of sources from both the theory of electrical communication and the theory of probability and mathematical statistics

Key words: distribution, Rayleigh, statistical radio engineering, mathematical statistics

References

1. Perov A.I. “Statistical theory of radio engineering systems” (“Statisticheskaya teoriya radiotekhnicheskikh sistem”), Moscow: Radiotekhnika, 2003, 400 p.
2. Vadzinskiy R.N. “Handbook of probability distributions” (“Spravochnik po veroyatnostnym raspredeleniyam”), St. Petersburg: Nauka, 2001, 295 p.
3. Tikhonov V.I. “Statistical radio engineering” (“Statisticheskaya radiotekhnika”), Moscow: Radio I svyaz’, 1982, 624 p.
4. Senin A.I. “Statistical radio engineering. Examples and tasks” (“Statisticheskaya radiotekhnika. Primery i zadachi”), textbook, Moscow: Publishing House of Bauman Moscow State Technical University, 2010, 71 p.

Submitted 14.11.2022; revised 15.02.2023

Information about the authors

Mikhail V. Solovyov, employee, Academy of the Federal Guard Service of Russia (35 Priborostroitelnaya str., Orel 302015, Russia), e-mail: saintsdetr@gmail.com, tel. +7(916)570-50-76

Aleksandr G. Seregin, employee of the of the Federal Guard Service Academy (Russia, Orel, Priborostroitelnaya str., 35), e-mail: idreams7@mail.ru, tel. +7(916)570-43-23

Yuriy B. Ivanov, Cand. Sc. (Technology), Associate Professor, employee of the of the Federal Guard Service Academy (Russia, Orel, Priborostroitelnaya str., 35), e-mail: zhmur@yahoo.com, tel. +7(916)570-12-34

АЛГОРИТМ ВЫДЕЛЕНИЯ ПАУЗ В РЕЧЕВОМ СИГНАЛЕ ПРИ ИНТЕНСИВНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ

Р.С. Власов¹, Е.И. Сиренький¹, А.А. Афанасьев², А.В. Питолин³

¹Воронежский институт правительственной связи (филиал) Академии Федеральной службы охраны Российской Федерации, г. Воронеж, Россия

²Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации, г. Орел, Россия

³Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: представлены материалы по исследованию возможностей использования методов последовательной статистики для определения пауз в зашумленном речевом сигнале (РС). Рассмотрены варианты оценок вероятностных характеристик РС, необходимых при использовании критерия Вальда. С целью минимизации ошибок, связанных с неточностью вида вероятностного распределения речевого сигнала, предложен непараметрический способ оценки параметров РС. Охарактеризованы два основных подхода, используемых для непараметрических оценок параметров распределений. Раскрыты особенности распределения отсчетов речевого сигнала, которые являются определяющими в выборе математического аппарата, используемого для оценки вероятностных параметров РС. Представлен алгоритм идентификации пауз РС в условиях интенсивных акустических воздействий. В качестве объектов последовательного статистического анализа были использованы значения отсчетов РС, коэффициенты линейного предсказания (КЛП) и линейные спектральные частоты (ЛСЧ). Приведены результаты работы программы, разработанной на основе представленного алгоритма. Приведенные результаты учитывают различные варианты входных параметров, среди которых значения ограничительных констант критерия Вальда, значения отношения сигнал/шум (ОСШ) исследуемого РС, виды объектов последовательного статистического анализа. В заключении отмечены негативные явления, оказывающие влияние на эффективность подхода, предложены перспективные направления дальнейших исследований

Ключевые слова: речевой сигнал, отношение сигнал/шум, последовательная статистика, критерий Вальда, коэффициенты линейного предсказания, линейные спектральные частоты

Введение

Речевой обмен между людьми был и остается основной формой взаимодействия в современном обществе. Именно поэтому речевой трафик составляет существенную часть всего информационного обмена в телекоммуникационных сетях. При этом РС в чистом виде, т.е. без каких-либо акустических помех, явление довольно редкое. В большинстве случаев речь в той или иной степени подвержена воздействию различных акустических шумов (помех), которые сопровождают как активные участки речи, так и неактивные (паузы).

Современные алгоритмы цифровой передачи РС имеют возможность детектировать паузы и не передавать их в канал связи, тем самым устраняя статистическую избыточность и более эффективно используя выделенную пропускную способность. В свою очередь, при функционировании таких алгоритмов в условиях интенсивных акустических воздействий имеют место определенные недостатки, кото-

рые связаны с некорректным функционированием и принятием решений типа «пропуск цели».

Одним из направлений устранения данных недостатков является использование последовательного статистического анализа при идентификации пауз в условиях зашумления [1].

Существенная длительность пауз РС по отношению к длительности сегмента анализа, в сочетании со случайным характером их расположения, определяет выбор данного математического аппарата в достаточной степени обоснованным. Критерием принятия решения выступает последовательное отношение вероятностей (критерий Вальда), который основан на сравнении характеристик распределений отсчетов РС. При этом в качестве объектов оценки могут выступать как непосредственно значения отсчетов, так и некоторые параметры, полученные в результате анализа такого распределения. Это могут быть либо результаты анализа спектра РС с приведением их к шкале единиц высоты звука – мел-кепстральные коэффициенты (МЛКК), либо параметры авторегрессионной модели линейного предсказания, то есть КЛП, ЛСЧ. Более подробно подход к идентификации

пауз РС с использованием критерия Вальда описан в [1].

Исследование возможности практического применения последовательного статистического анализа в задачах оценки пауз зашумленного РС предполагает формулирование и решение ряда задач, связанных с оценкой вероятностного распределения отсчетов РС, либо его математических эквивалентов (КЛП, ЛСЧ, МЛКК), разработкой алгоритма идентификации пауз в условиях зашумления и его программной реализацией.

Постановка задачи

Телефонный разговор между двумя абонентами протекает путем поочередной передачи сообщения. В свою очередь, речевое сообщение также не является непрерывным и содержит паузы различной длительности. Паузы обусловлены как особенностями речевого обмена, т.е. между элементами речи, так и ритмической структурой речи и ее смысловым содержанием. Практический интерес представляет собой второй вид пауз.

Математическая модель идентификации пауз на основе последовательного статистического анализа изложена в [1].

Расширение участка РС, соответствующего паузе, происходит в режиме реального времени в соответствии со следующим выражением:

$$X_{i_{\text{пауз}}}^K = \{ \{X_i^1\} \cup \{X_i^2\} \cup \dots \cup \{X_i^k\} \cup \dots \cup \{X_i^{K-1}\} \cup \{X_i^K\} \}, \quad (1)$$

где i – порядковый номер неактивного участка РС (паузы), k – порядковый номер сегмента анализа в составе предполагаемой i -й паузы, $X_{i_{\text{пауз}}}^K$ - i -я пауза, состоящая из K сегментов анализа.

Решение о продолжении (прекращении) расширения паузы принимается на каждом этапе увеличения, исходя из значения статистики критерия Вальда, для расчета которой необходимо оценить вероятностные характеристики распределения РС.

В целях исследования практической возможности использования подхода, описанного в [1], необходимо решить следующие задачи:

- изучить существующие методы оценки вероятностных характеристик различных распределений применительно к анализу РС;
- разработать алгоритм идентификации пауз РС в условиях интенсивных акустических помех;

– провести оценку работы алгоритма с использованием различных объектов последовательного статистического анализа (значения отсчетов, КЛП, ЛСЧ, МЛКК);

– проанализировать полученные результаты.

Оценка вероятностных характеристик речевого сигнала

Ввиду того, что функции распределения самих речевых пауз, а также их длительности, существенно отличаются от известных параметрических распределений [2], для их оценки необходимо применять непараметрические методы. В этом случае возможно использование двух основных способов, а именно: оценка на основе гистограмм и ядерное сглаживание. Особенности расчета правдоподобия по гистограммам рассмотрены в [3]. Для этого используется следующее аналитическое выражение:

$$L = \left(\frac{n_1}{nh} \right)^{n_1} \times \left(\frac{n_2}{nh} \right)^{n_2} \times \dots \times \left(\frac{n_m}{nh} \right)^{n_m}, \quad (2)$$

где $\left(\frac{n_j}{n} \right)$ - относительная частота попадания элементов выборки в интервал J .

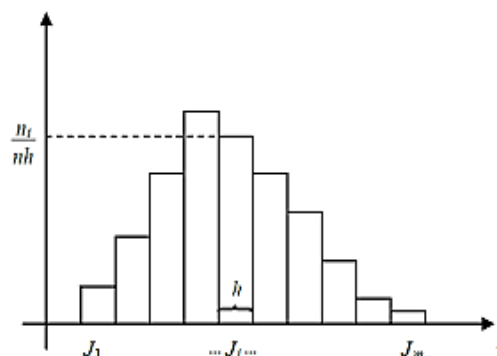


Рис. 1. Гистограмма

Таким образом, если какое-либо значение анализируемого параметра s оказалось в j -ой группе, то плотность вероятности в этой точке полагается равной

$$\left(\frac{n_j}{nh} \right).$$

Ввиду того, что РС сложно аппроксимировать каким-либо известным параметрическим законом, подбор оптимального числа интервалов, с точки зрения отсутствия «пустых» групп ($n \neq 0$), является затруднительным. В случае наличия «пустых» групп (при $n = 0$), использо-

вание выражения (2) становится невозможным. Выполнение условия ($n \neq 0$) достигается за счет уменьшения количества интервалов гистограммы J . Однако необоснованное снижение количества интервалов гистограммы негативно отражается на корректности оценок вероятностных характеристик.

Данное обстоятельство вызывает определенные проблемы использования гистограмм в совокупности с критерием Вальда, при этом решение связано с введением дополнительных процедур поиска оптимального числа J для каждого сегмента анализа РС. Существующие подходы к определению числа интервалов гистограмм не используют отсутствие пустых групп, соответственно, возникнет необходимость их модернизации, что приведет к увеличению вычислительной сложности разрабатываемого алгоритма.

Методом, который позволяет произвести непараметрическую оценку распределения, является ядерное сглаживание Парзена [4]. Идея данного метода состоит в следующем.

Справедливо тождество:

$$P(x) = \int \delta(x - t) P(t) dt \quad (3)$$

где $P(t)$ – плотность вероятности, δ – дельта функция, $P(x)$ – математическое ожидание.

Далее следует утверждение, что существует некая параметрическая последовательность, сходящаяся к $\delta(x)$:

$$\frac{1}{h_1} K\left(\frac{x}{h_1}\right), \dots, \frac{1}{h_l} K\left(\frac{x}{h_l}\right), \quad (4)$$

где K – оконная функция, h – ширина окна, l – количество окон сглаживания.

При этом $\lim_{l \rightarrow \infty} \frac{1}{h_l} K\left(\frac{x}{h_l}\right) = \delta(x)$

Для плотности $P(x)$ существует такая величина h , что замена в подынтегральном выражении $\delta(x)$ на функцию $\frac{1}{h} K\left(\frac{x}{h}\right)$ мало повлияет на результат, то есть справедливо следующее выражение:

$$P(x) = \int \delta(x - t) P(t) dt \approx \int \frac{1}{h} K\left(\frac{x - t}{h}\right) P(t) dt \quad (5)$$

Замена математического ожидания величины среднего по выборке приводит к следующему выражению:

$$P(x) \approx \int \frac{1}{h} K\left(\frac{x - t}{h}\right) P(t) dt \approx \frac{1}{l} \sum_{i=1}^l \frac{1}{h} K\left(\frac{x - t_i}{h}\right). \quad (6)$$

Выражение в правой части и используется как формула для оценки плотности. Применительно к задаче оценки плотности вероятности распределения РС, получаем:

$$f_{\text{я}}(\vec{X}^k) = \sum_{i=1}^n K\left[\frac{\bar{x}^k}{h} - \frac{x_i^k}{h}\right], \quad (7)$$

где $f_{\text{я}}(\vec{X}^k)$ – ядерная оценка плотности, $K(u)$ – ядерная функция (окно), h – ширина окна, \vec{X}^k – вектор объектов последовательного статистического анализа (значения отсчетов, КЛП, ЛСЧ).

При использовании методов ядерной оценки ФПВ определяющим является ширина окна сглаживания, при этом форма окна является достаточно произвольной. Например, в качестве ядерной функции может быть использован гауссов профиль [5], соответствующий выражению:

$$K(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2}}. \quad (8)$$

Ширина окна сглаживания h и количество этих окон l связаны следующим выражением:

$$h = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{l}, \quad (9)$$

где x_{\max} и x_{\min} максимальные и минимальные значения объектов последовательного статистического анализа (значения отсчетов, КЛП, ЛСЧ) в сегменте.

Получаемые в результате ядерного сглаживания кривые плотностей вероятности для каждого сегмента анализа РС являются основой для вычисления соответствующих функций

правдоподобия, как произведение значений плотностей вероятностей для каждого элемента выборки. Значения в промежуточных точках определяются интерполированием.

Алгоритм идентификации пауз речевого сигнала в условиях интенсивных акустических помех

Следующим шагом при решении комплекса задач, изложенных во введении к настоящей статье, является разработка алгоритма. Для дальнейшего практического использования, разрабатываемый алгоритм должен обладать определенными свойствами.

В первую очередь, алгоритм должен представлять процесс решения задачи как последовательность выполнения простых действий (шагов, этапов). При этом для выполнения каждого действия алгоритма требуется время. То есть, алгоритм должен быть дискретным.

Следующим свойством алгоритма является детерминированность (однозначность). Оно заключается в том, что каждое действие (шаг, этап) должно быть четким, однозначным, исключающим произвольное толкование и не оставляющим места для двусмысленности. Выполнение алгоритма носит, по сути, механический характер и не требует никаких дополнительных указаний.

Алгоритм должен приводить к решению задачи или сообщению, что задача решений не имеет за конечное число шагов. При этом, каждое отдельное действие, как и весь алгоритм должны иметь возможность реального исполнения.

Отдельного внимания заслуживает такое свойство алгоритма, как массовость. Алгоритм разрабатывается в общем виде так, чтобы его можно было применять для класса задач, различающихся только исходными данными. При этом исходные данные выбираются из некоторой области, которая называется областью применимости алгоритма. Данное свойство особенно важно с точки зрения использования разрабатываемого алгоритма для различного типа анализируемых параметров (значения отсчетов речевого сигнала, коэффициенты линейного предсказания, линейные спектральные частоты или мел-кепстральные коэффициенты).

То есть алгоритм должен обеспечивать решение задачи идентификации речевых пауз

вне зависимости от того, что будет выбрано в качестве объекта анализа последовательного критерия отношения вероятностей Вальда. Это необходимо для оценки эффективности не только самого алгоритма, но и подходов, основанных на использовании различных анализируемых параметров.

На основании математической модели [1] и с учетом вышеизложенных подходов к оценке вероятностных характеристик РС был разработан алгоритм идентификации пауз РС в условиях интенсивных акустических помех. Для описания алгоритма был выбран графический способ в виде блок-схемы, представленной на рис. 2. Данный способ наиболее наглядно позволяет представить последовательность выполняемых операций

Для повышения наглядности блок-схема алгоритма снабжена комментариями, в которых отражается сущность выполняемых операций, а также раскрываются наименования параметров, используемых в соответствующей математической модели.

Математическая модель, вне зависимости от выбора анализируемых параметров, предполагает использование при построении алгоритма циклов и ветвлений. Это связано в первую очередь с необходимостью проверки условий, определяющих принадлежность анализируемых наборов отсчетов к тем или иным областям. При этом особенности критерия Вальда предполагают использование блоков с множественным (более 2-х вариантов) выбором. При подтверждении принадлежности, необходимо проводить увеличение набора отсчетов, что реализуется с помощью циклов.

Часть сложных операций (непараметрическая оценка функции плотности вероятностей, вычисление натуральных логарифмов) предполагается реализовывать с использованием встроенных функций среды программирования MATLAB. В блок-схеме, такие операции представлены в виде соответствующих блоков и дополнены необходимыми комментариями.

С целью проведения дальнейшего анализа полученных результатов при использовании различных анализируемых параметров, предполагается вывод на экран временного представления речевого сигнала с наложением результатов идентификации пауз в виде графика ступенчатой функции.

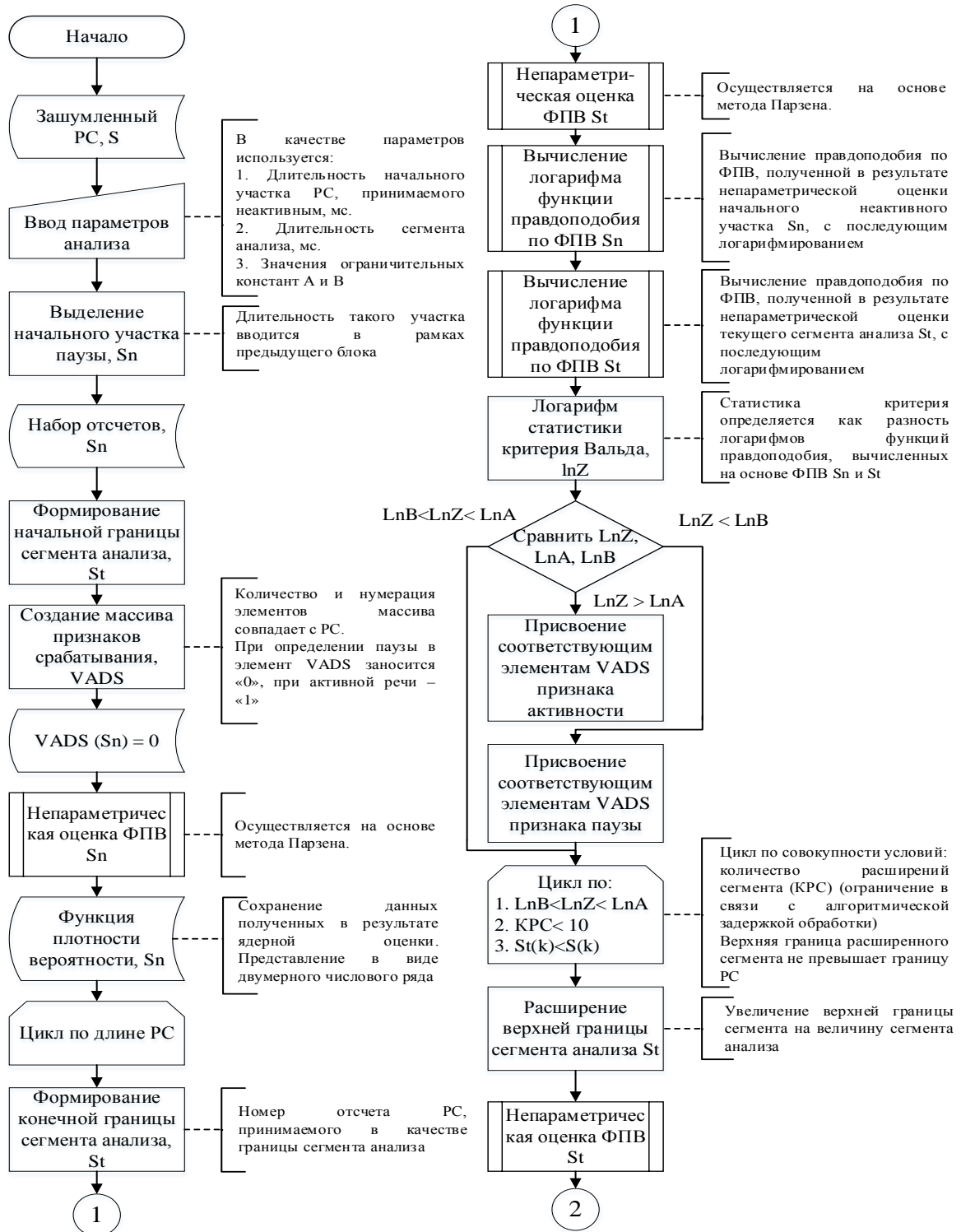


Рис. 2. Блок-схема алгоритма (начало)

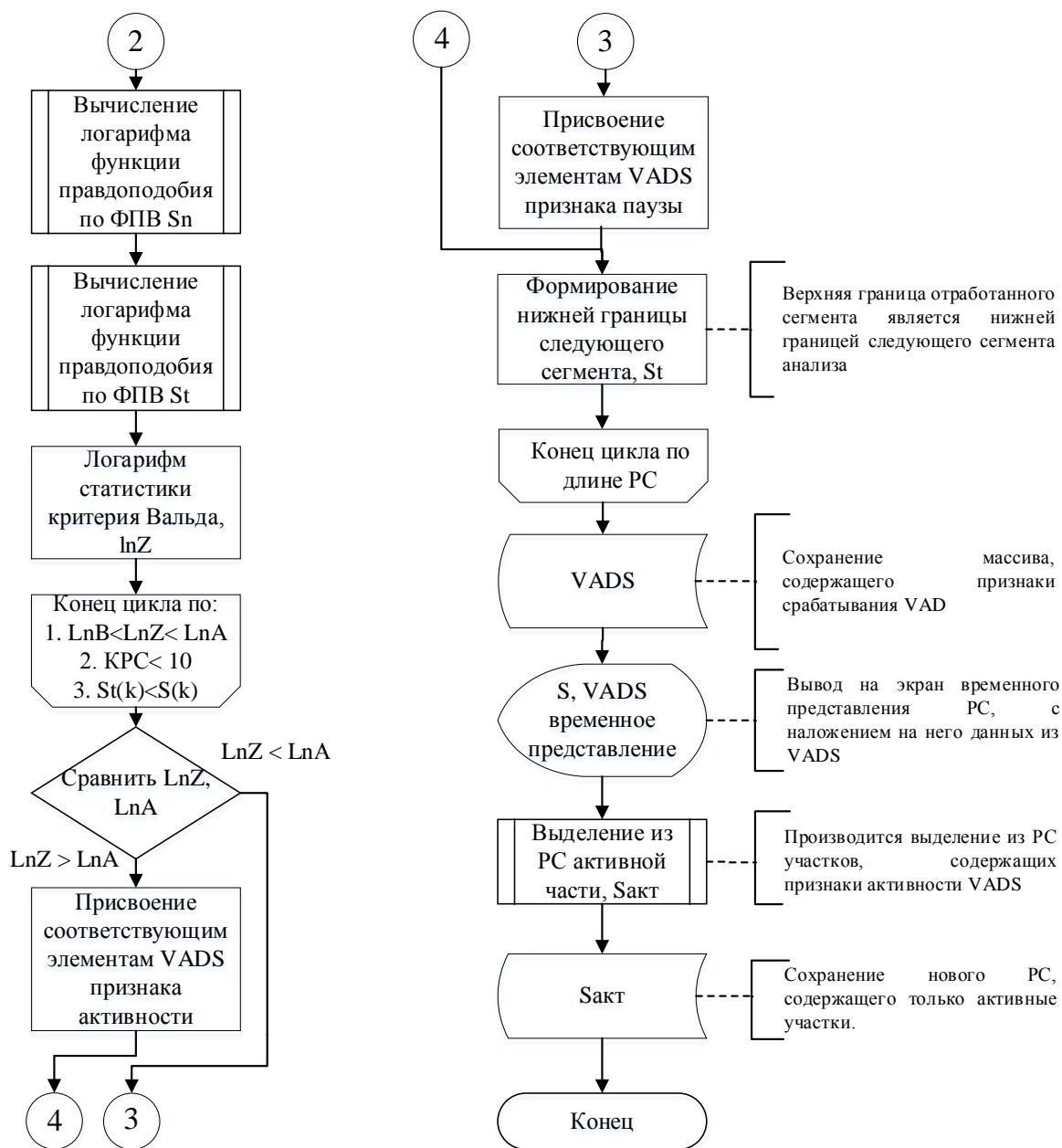


Рис. 2. Блок-схема алгоритма (окончание)

В основе алгоритма работы лежит предположение о том, что начальный участок (до 500 мс) РС является неактивной речью. Функция плотности вероятности этого начального участка и является основой для вычисления функции правдоподобия в рамках основной гипотезы $L(X;_{i_{пауз}}^K, \theta_0)$ [1]. При этом необходимо обеспечить возможность варьирования этого параметра, что полностью соответствует подходам, изложенным в [6].

Конечным результатом работы алгоритма является временное представление РС с нало-

жением на него границ неактивных участков (пауз).

Оценка работы алгоритма

На основе представленного алгоритма была разработана программа в среде технических расчетов MATLAB, с использованием которой был проанализирован РС, полученный с частотой дискретизации 16 кГц и

различными значениями ОСШ на входе микрофона (10 дБ, 5 дБ, 0 дБ, -5 дБ, тип шума – шум двигателя и шум боя). При этом в качестве объектов статистического анализа были использованы значения отсчетов, КЛП и ЛСЧ.

Программой предусмотрена возможность изменения таких параметров анализа, как длительность первоначальной паузы, длительность сегмента анализа РС, значения ограничительных констант. Окно ввода исходных данных представлено на рис. 3.

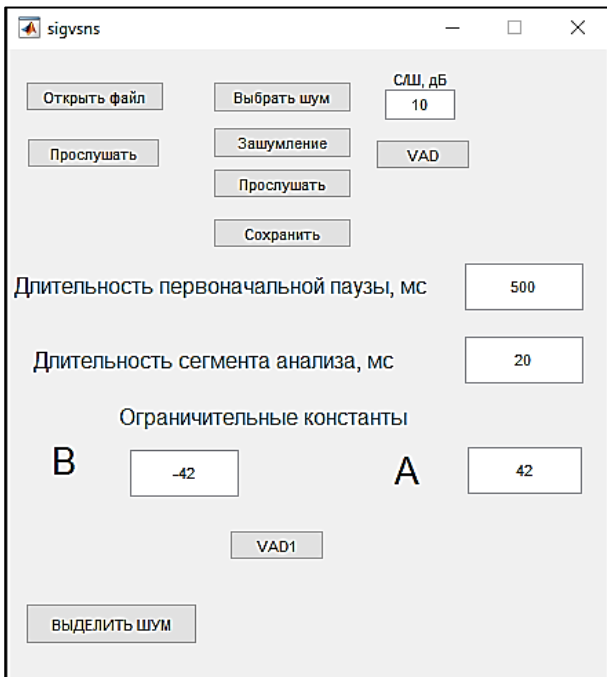


Рис. 3. Окно ввода исходных данных

На первоначальном этапе в качестве объектов анализа были использованы значения отсчетов. Результаты работы программы представлены ниже:

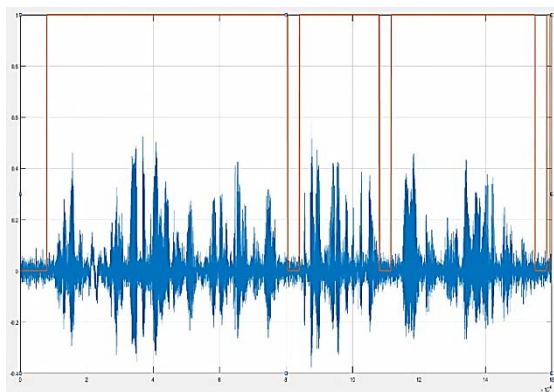


Рис. 4. РС длительностью 10 с и ОСШ = 0дБ. Тип шума – шум двигателя

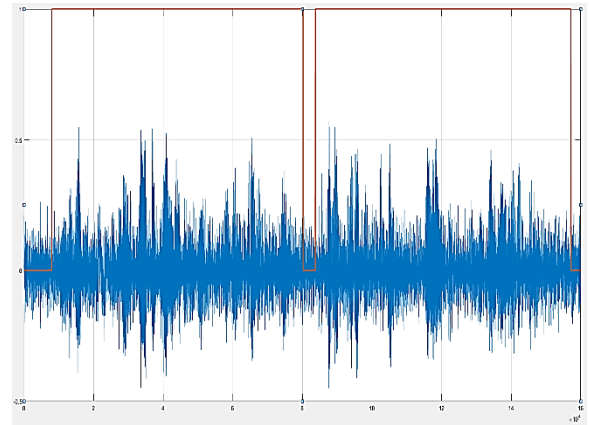


Рис. 5. РС длительностью 10 с и ОСШ = 0дБ. Тип шума – шум двигателя

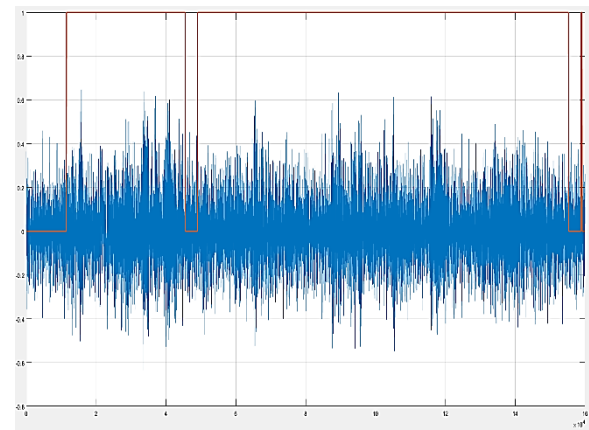


Рис. 6. РС длительностью 10 с и ОСШ = -5дБ. Тип шума – шум двигателя

Для оценки универсальности был исследован тот же РС, но с типом шума – шум боя, с аналогичными степенями зашумления (10 дБ, 5 дБ, 0 дБ, -5 дБ).

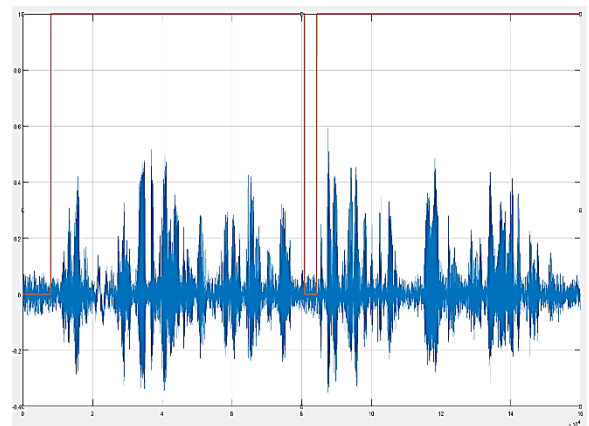


Рис. 7. РС длительностью 10 с и ОСШ = 10дБ. Тип шума – шум боя

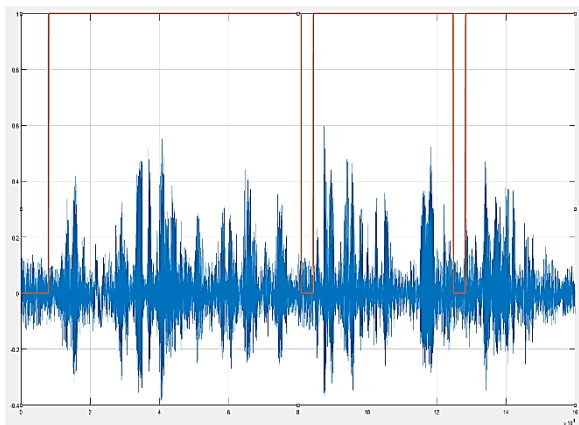


Рис. 8. РС длительностью 10 с и ОСШ = 5дБ.
Тип шума – шум боя

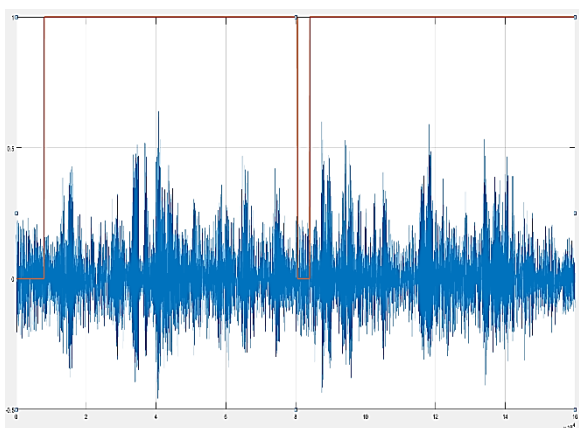


Рис. 9. РС длительностью 10 с и ОСШ = 0дБ.
Тип шума – шум боя

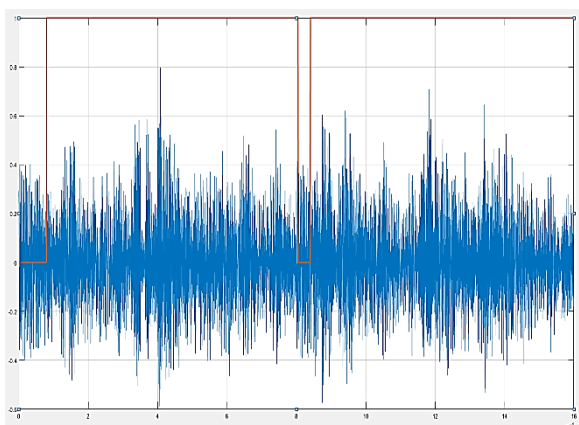


Рис. 10. РС длительностью 10 с и ОСШ = -5дБ.
Тип шума – шум боя

Следующим этапом работы программы является использование в качестве объекта последовательного статистического анализа значений КЛП.

В существующих системах кодирования РС, основанных на методе линейном предсказании, количество КЛП составляет от 10 до 30.

Для повышения репрезентативности массива значений КЛП количество коэффициентов принимается равным 100. Значения ограничительных констант 100 и -100 соответственно. Результаты исследования приведены ниже.

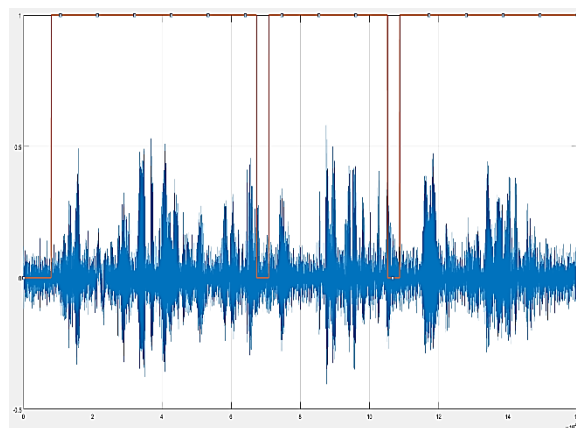


Рис. 11. РС длительностью 10 с и ОСШ = 5дБ.
Тип шума – шум двигателя

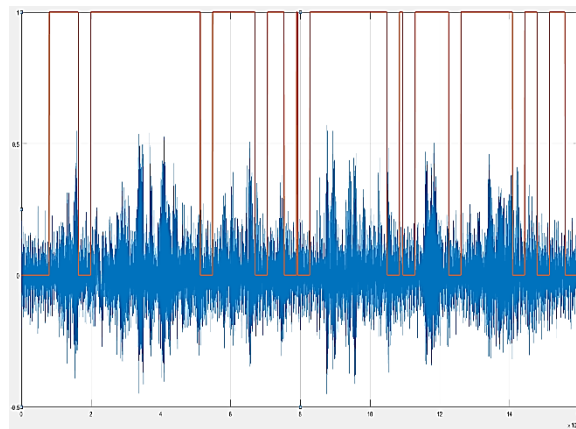


Рис. 12. РС длительностью 10 с и ОСШ = 0дБ. Тип шума – шум двигателя

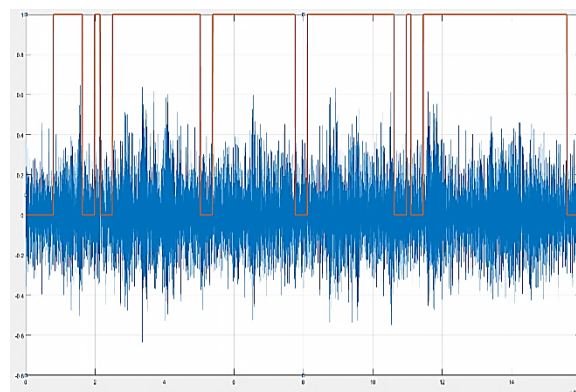


Рис. 13. РС длительностью 10 с и ОСШ = -5дБ.
Тип шума – шум двигателя

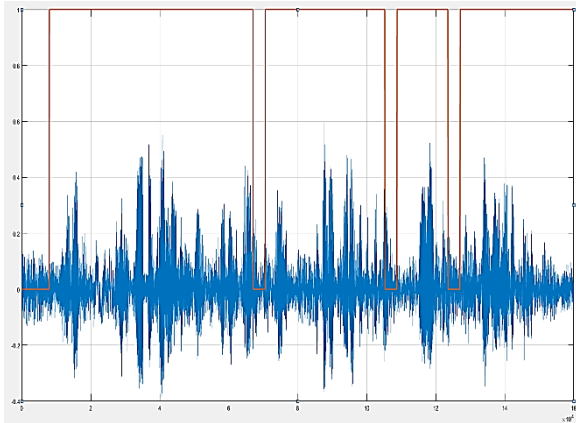


Рис. 14. РС длительностью 10 с и ОСШ = 5дБ.
Тип шума – шум боя

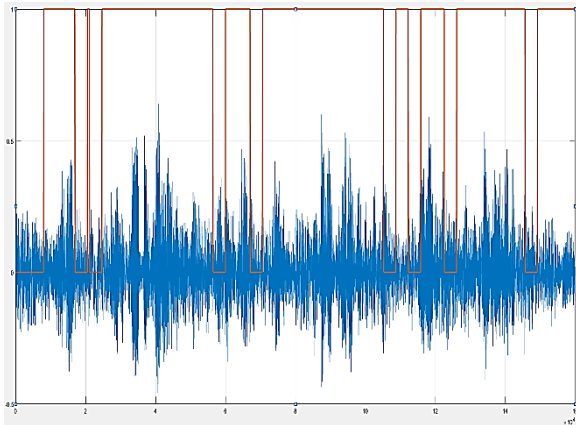


Рис. 15. РС длительностью 10 с и ОСШ = 0дБ.
Тип шума – шум боя

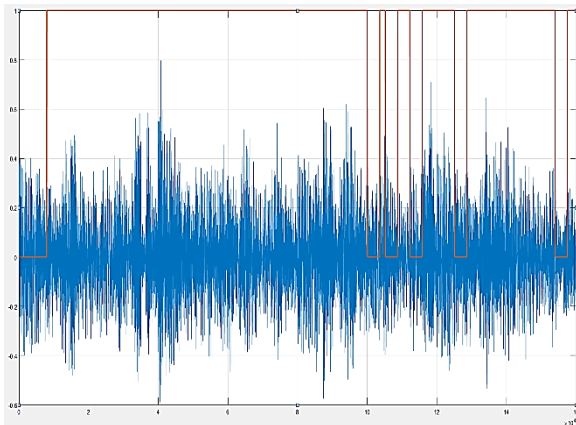


Рис. 16. РС длительностью 10 с и ОСШ = -5дБ. Тип шума – шум боя

На заключительном этапе работы программы в качестве объектов анализа были использованы значения ЛСЧ. По основаниям, аналогичным для КЛП, количество ЛСЧ принималось равным 100.

Результаты работы программы при анализе ЛСЧ.

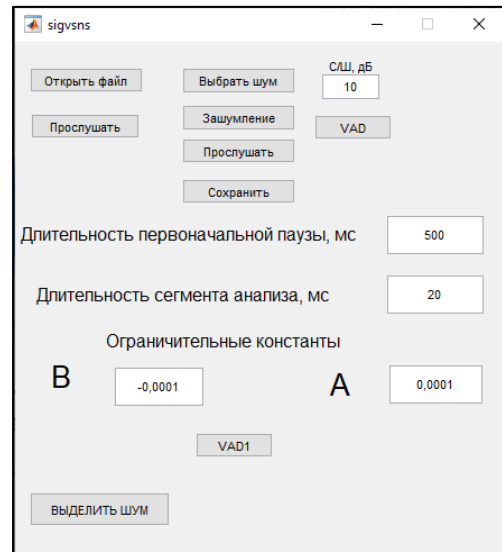


Рис. 17. Стартовое окно программы с параметрами настройки

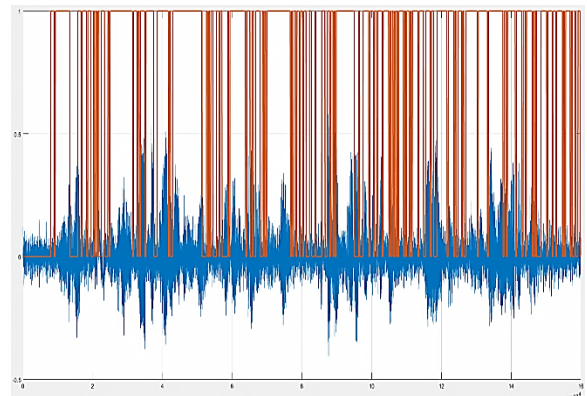


Рис. 18. РС длительностью 10 с и ОСШ = 5дБ.
Тип шума – шум двигателя

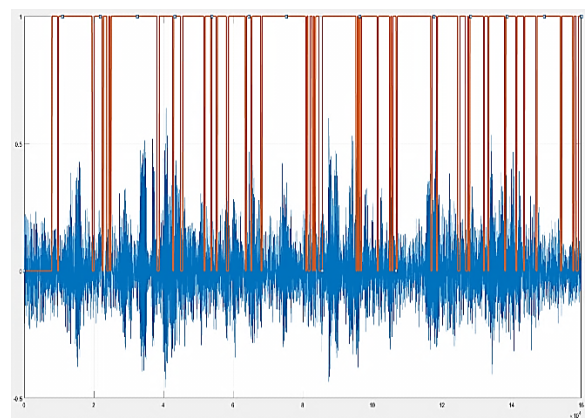


Рис. 19. РС длительностью 10 с и ОСШ = 0 дБ. Тип шума – шум боя

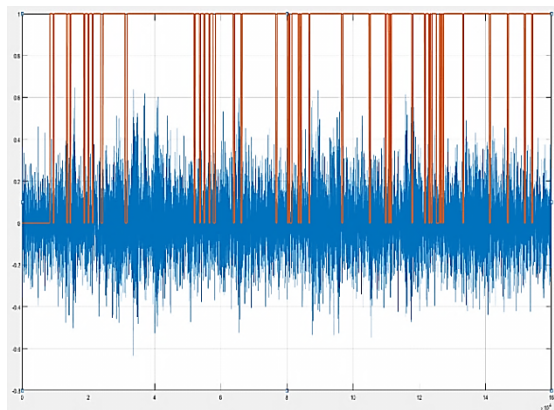


Рис. 20. РС длительностью 10 с и ОСШ = -5 дБ.
Тип шума – шум двигателя

На рисунках, отражающих результаты работы алгоритма, совместно с временным представлением анализируемого РС отражены результаты срабатывания детектора пауз (ступенчатая линия). Уровень 1 обозначает активный участок речи, уровень 0 – паузу.

Заключение

Как видно из полученных результатов, разработанный алгоритм обеспечивает выделение речевых пауз (участки прямой линии на уровне 0) в условиях интенсивного зашумления. В качестве исходных данных для выявления вероятностных характеристик неактивного речевого участка принимается начальный участок сигнала длительностью до 500 мс. Полученные значения плотностей вероятностей остаются неизменными.

Корректность работы алгоритма поддерживается при различных типах шумов и значениях ОСШ от 15 до 0 дБ, что позволит обеспечить корректную работу детектора активности речи (VAD) аудиокодеков, применяемых для обмена речевой информацией в телекоммуникационных сетях общего пользования. Дальнейшее снижение отношения сигнал/шум приводит к возникновению ошибок первого рода (идентификация активного участка речи как паузы), что является недопустимым в рамках задачи исследования (см. рис. 6, 10, 13, 16, 20).

Следует отметить, что в указанных значениях ОСШ (от 15 до 0 дБ), алгоритм допускает ошибки второго рода (идентификация паузы, как активного участка речи). Данное обстоятельство не является критичным в рамках задачи исследования, однако отразится на эффективности работы детектора активности речи.

Эффективность, с точки зрения минимизации количества ошибок второго рода, повышается при использовании в качестве объектов анализа математических эквивалентов – КЛП и ЛСЧ (рис. 12, 14, 15, 18, 19).

В этом случае потребовалась корректировка значений ограничительных констант в том числе и в нарушение классических граничных условий, изложенных в [7]. В свою очередь, при использовании в качестве объекта анализа ЛСЧ (рис. 18-20) наблюдались активные участки речи, идентифицированные как пауза (ошибки первого рода). Однако ввиду незначительной длительности таких сегментов, это не оказало существенного влияния на результат субъективного контроля (прослушивание анализируемого РС при исключении из него пауз, выявленных с помощью алгоритма).

Дальнейшая исследовательская работа в рамках данной предметной области будет направлена на исключение ошибок первого и минимизацию ошибок второго рода при заданных ограничениях на ОСШ.

В качестве перспективных направлений представляется следующее:

1. Разработка предложений по коррекции вероятностных параметров неактивного сегмента, полученных на начальном участке (до 500 мс) РС, после каждой выявленной паузы.
2. Разработка подходов к адаптации значений ограничительных констант в зависимости от изменяющихся вероятностных характеристик неактивных участков (пауз) зашумленного РС и с учетом вида анализируемых параметров (значения отсчетов, КЛП, ЛСЧ).

Литература

1. Идентификация речевых пауз в условиях сложной акустической помеховой обстановки / Р.С. Власов, А.А. Афанасьев, И.А. Козлов, А.В. Питолин // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2022. Т.18. № 3. С. 106-113.
2. Михайлов В.Г., Златоустова Л.В. Измерение параметров речи. М.: Радио и связь, 1987. 168 с.
3. Бардасов С.А. Гистограммы. Критерии оптимальности: монография. Тюмень: Издательство Тюменского государственного университета, 2014. 96 с.
4. Вапник В.Н. Восстановление зависимостей по эмпирическим данным. М.: Наука, 1979. 448 с.
5. Косарев Е.Л. Методы обработки экспериментальных данных. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. 208 с.
6. Муханов К.А. Алгоритмы структурной и параметрической настройки адаптивных следящих систем // Моделирование систем и процессов. 2022. Т.13. № 2. С. 39-47.
7. Вальд А. Последовательный статистический анализ / под ред. А.Ф. Лапко. М.: Гос. изд. ФИЗМАТЛИТ, 1960. 328 с.

Информация об авторах

Власов Роман Сергеевич – канд. техн. наук, сотрудник, Воронежский институт государственной связи (филиал) Академии Федеральной службы охраны Российской Федерации (394042, Россия, г. Воронеж, ул. Минская, д. 2), e-mail: vlasrsv@mail.ru, тел. +7(473)210-30-09

Сиренький Евгений Иванович – сотрудник, Воронежский институт государственной связи (филиал) Академии Федеральной службы охраны Российской Федерации (394042, Россия, г. Воронеж, ул. Минская, д. 2), e-mail: vlasrsv@mail.ru, тел. +7(473)210-30-09

Афанасьев Андрей Алексеевич – д-р техн. наук, доцент, сотрудник, Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации (302034, Россия, г. Орёл, ул. Приборостроительная, д. 35), e-mail: fromnet@yandex.ru, тел. +7(4862)54-99-47.

Питолин Андрей Владимирович – канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры систем автоматизированного проектирования и информационных систем, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, 20-летия Октября, 84), e-mail: pitol@mail.ru, тел. +7(473)243-77-04

**ALGORITHM FOR THE SELECTION OF PAUSES IN THE
SPEECH SIGNAL UNDER INTENSE ACOUSTIC INFLUENCES**

R.S. Vlasov¹, E. I. Sirenkiy¹, A.A. Afanasyev², A.V. Pitolin³

¹**Voronezh Institute of Government Communications (branch) of the Academy of the Federal Security Service of the Russian Federation, Voronezh, Russia**

²**Academy of the Federal Security Service of the Russian Federation, Orel, Russia**

³**Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia**

Abstract: The materials on the study of the possibilities of practical use of the approach to determining pauses in a noisy speech signal, based on the methods of sequential statistics, are presented. Options for assessing the probabilistic characteristics of the speech signal necessary when using the Wald criterion are presented. An algorithm for identifying pauses of the speech signal in conditions of intense acoustic interference is presented. As objects of sequential statistical analysis, the values of the speech signal samples, linear prediction coefficients (LPC) and linear spectral frequencies (LSF) were used. The results of the program developed on the basis of the presented algorithm are given. The results given take into account various variants of input parameters, including the values of the limiting constants of the Wald criterion, the values of the signal/noise ratio of the studied speech signal types of objects sequential statistical analysis. In conclusion, negative phenomena that affect the effectiveness of the approach are noted, and promising directions for further research are proposed

Keywords: speech signal, signal-to-noise ratio, sequential statistics, Wald criterion, LPC, LSF

References

1. Vlasov R.S., Afanasyev A.A., Kozlov I.A., Pitolin A.V. "Identification of speech pauses in the conditions of a complex acoustic interference situation", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2022, vol.18, no. 3, pp. 106-113.
2. Mikhailov V.G., Zlatoustova L.V. "Measurement of speech parameters", Moscow: Radio i svyaz, 1987, 168 p.
3. Bardasov S.A. "Histograms. Criteria of optimality", Tyumen: Izdatelstvo TGU, 2014, 96 p.
4. Vapnik V.N. "Restoration of dependencies with empirical data", Moscow: Nauka, 1979, 448 p.
5. Kosarev E.L. "Methods of experimental data processing", Moscow: FIZMATLIT, 2008, 208 p.
6. Mukhanov K.A. "Algorithms for structural and parametric tuning of adaptive tracking systems", *Modeling Systems and Processes (Modelirovaniye sistem i protsessov)*, 2022, vol.13, no. 2, pp. 39-47.
7. Vald A. "Sequential statistical analysis", ed. by A.F. Lapko, Moscow: FIZMATLIT, 1960, 328 p.

Submitted 15.11.2022; revised 15.02.2023

Information about the authors

Roman S. Vlasov, Cand. Sc. (Technical), Employee, Voronezh Institute of Government Communication (branch) of Academy of Federal Guard Service of the Russian Federation (2 Minskaya str., Voronezh 392042, Russia), e-mail: vlasrsv@mail.ru, tel. +7(473)-210-30-09

Evgeny I. Sirenkiy, Employee, Voronezh Institute of Government Communication (branch) of Academy of Federal Guard Service of the Russian Federation (392042, Russia, Voronezh, Minskaya St., 2), e-mail: vlasrsv@mail.ru, tel. +7(473)210-30-09

Andrey A. Afanasyev, Dr. Sc. (Technical), Associate Professor, Employee, Academy of Federal Guard Service of the Russian Federation (35 Priborostroitelnaya str., Oryol 302034, Russia), e-mail: fromnet@yandex.ru, tel. +7(4862) 54-99-47.

Andrey V. Pitolin, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: pitol@mail.ru, tel. +7(473)243-77-04

СНИЖЕНИЕ РАЗМЕРНОСТИ ДАННЫХ В СИСТЕМАХ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

А.В. Шарамет

ОАО «КБ Радар» - управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»,
г. Минск, Республика Беларусь

Аннотация: раскрыты основные особенности применения метода главных компонент для снижения размерности обрабатываемой информации. Особенностью данного метода является четырехэтапная обработка данных, что позволяет его реализовать на базе многопоточных вычислительных платформ. Показано, что на первом этапе осуществляется центрирование данных, на втором - осуществляется поиск главного направления с последующим поиском его максимума на третьем этапе и отысканием остальных векторов на четвертом. Данные этапы могут выполняться параллельно и обособленно. В качестве объекта исследования рассматривалась фазированная антенная решетка в составе обзорной радиолокационной станции. Необходимость снижения размерности вызвана тем, что в результате обзора воздушного пространства о каждом воздушном объекте в самом упрощенном случае формируется информация о его азимуте, дальности и высоте. Особенностью решаемой задачи является то, что такая информация об одном и том же объекте формируется в нескольких информационных каналах. По результатам пространственно-временной обработки она вся отображается на плоскости в реальном масштабе времени. Обработка экспериментально полученных данных позволила сформулировать ограничения на применение метода главных компонент для решения данной задачи. Отмечено, что представленные результаты позволяют рассматривать данный метод в качестве основы нового направления развития систем распознавания воздушных объектов

Ключевые слова: метод главных компонент, реальный масштаб времени, пространственно-временная обработка, многоканальность, радиолокационная станция, индикатор кругового обзора

Введение

Основные характеристики воздушных объектов в общем случае являются статистическими [1], и без их знания невозможно качественно решить задачи по их обнаружению, оценке координат и параметров движения, распознаванию. Кроме того, наличие предварительной информации о статистических характеристиках воздушных объектов [2] позволяет оценить потенциальные возможности радиолокационной станции в различных условиях ее эксплуатации [3], а также предъявить технические требования к параметрам ее систем [4]. Применение многоканальных систем пространственно-временной обработки сигналов позволяет существенно повысить возможности радиолокационной станции. Это обусловлено тем, что обработка отраженных сигналов осуществляется одновременно в нескольких каналах параллельно. При этом сигналы в каждом из приемных каналов отличаются [5], т.к. пространственное положение всех каналов различно. Кроме того, в результате многократных отражений от блестящих точек

элементов конструкции воздушного объекта отраженные сигналы флюктуируют по амплитуде и фазе [2, 6], а также меняют свое месторасположение в элементе разрешения от обзора к обзору (рис. 1, а). В результате этого формируется избыточность исходных данных, которые подлежат дальнейшей обработке и отображению [7]. Одним из возможных способов снижения избыточности является снижение их размерности с наименьшей потерей количества информации. Для решения этой задачи предлагается исследовать возможность применения метода главных компонент [8, С. 559-572].

Постановка задачи

Пусть имеется матрица, представляющая собой набор векторов исходных данных $X = \{x_1, \dots, x_m\}^T$, статистически связанных между собой. Для снижения ее размерности она представляется в виде произведения двух матриц: $P = \{a_1, \dots, a_k\}$ и $T = [t_{ij}]$:

$$X = TP^T + E, \quad (1)$$

где T – матрица счетов размерностью $m \times k$;

P – матрица нагрузок размерностью $n \times k$;

E – матрица ошибок размерностью $m \times n$;

m – количество векторов данных;
 n – размерность пространства данных;
 k – количество векторов главных компонент, выбранных для проецирования.

В процессе декомпозиции исходной матрицы переменных (1) размерность матрицы счетов и нагрузок снижается. Снижение размерности осуществляется путем линейного отображения переменных x_m из многомерного пространства в новую систему координат $t_{ij} = (a_i, x_j)$:

$$t_{ij} = a_1x_1 + a_2x_2 + \dots + a_kx_m = \mathbf{a}_k^T \mathbf{x}_m, \text{ при } (2)$$

$$i = 1, \dots, k, \text{ и } j = 1, \dots, m,$$

где $\mathbf{a}_k^T = (a_1, a_2, \dots, a_k)^T$ – ортогональный набор векторов.

Необходимо найти такой ортогональный набор векторов для преобразования в новую систему координат, для которого выполняются следующие условия:

дисперсия исходных данных вдоль вектора первой главной компоненты должна иметь наибольшее рассеяние;

дисперсия исходных данных вдоль вектора k -ой главной компоненты должна быть максимальна при условии ее ортогональности первой главной компоненте;

дисперсия данных вдоль направления главной компоненты задается нормированным вектором.

Решение

На *первом шаге* осуществляется подготовка исходных данных (рис. 1) путем их центрирования:

$$x_m := x_m - \bar{X}, (3)$$

где $\bar{X} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m x_i$ – среднеквадратическое отклонение исходных данных.

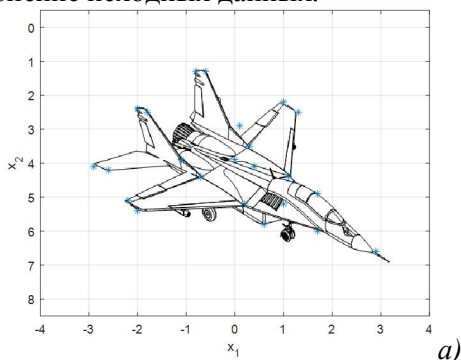


Рис. 1. Статистически зависимые данные: а – набор блестящих точек в элементе разрешения; б – центрированные данные

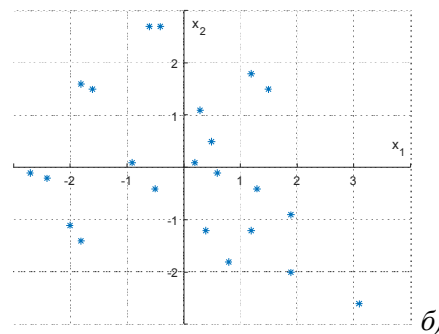


Рис. 1. Статистически зависимые данные: а – набор блестящих точек в элементе разрешения; б – центрированные данные (продолжение)

Положение центра многомерного вектора исходных данных является математическим ожиданием. На *втором шаге* необходимо найти вектор \mathbf{a}_k^T , дисперсия первого главного компонента которого имеет наибольшее значение [8] среди всего множества компонент $D(a_1) = \max_k \{D(a_k)\}$. При этом наличие информации о величине дисперсии является недостаточным по причине того, что значение ее проекции может быть одинаковым при явном различии законов распределения (рис. 2).

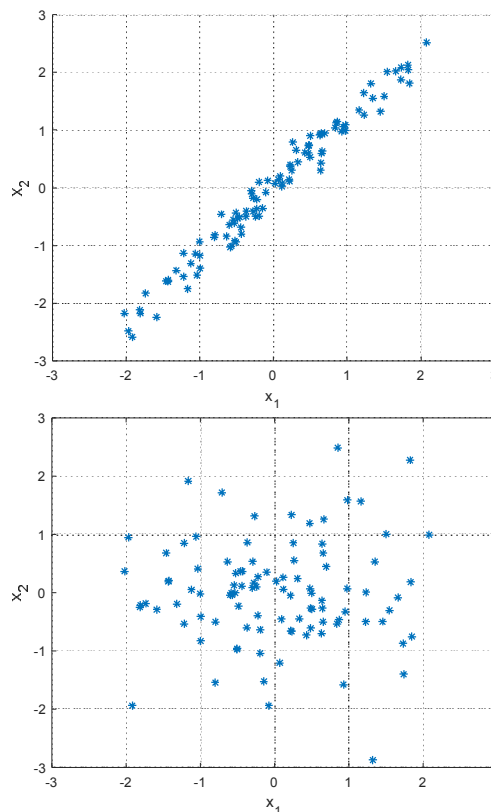


Рис. 2. Многомерный вектор случайной величины

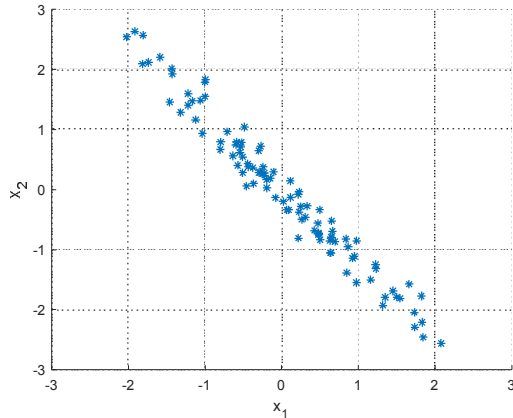


Рис. 2. Многомерный вектор случайной величины (продолжение)

Для описания многомерной случайной величины используется ковариационная матрица, которая описывает форму (разброс) случайной величины:

$$\begin{aligned} cov(x_i, x_j) &= \\ &= M \left[(x_i - M(x_i))(x_j - M(x_j)) \right] = \\ &= M(x_i x_j) - M(x_i)M(x_j). \end{aligned} \quad (4)$$

С учетом того, что $M(x_i) = M(x_j) = 0$, выражение (4) примет вид:

$$cov(\mathbf{x}) = M[\mathbf{x} \mathbf{x}^T]. \quad (5)$$

Для любых случайных величин при выполнении условия $x_i = x_j$ справедливо выражение:

$$cov(x_i, x_j) = D(x_i). \quad (6)$$

Таким образом, в ковариационной матрице по диагонали (при $i = j$) располагаются значения дисперсий, а в остальных случаях (при $i \neq j$) – попарные ковариации соответствующих признаков, которые в силу симметричности матрицы также будут симметричны.

С учетом свойства математического ожидания:

$$\begin{aligned} M[\mathbf{ax}] &= M \left[\left(\sum_{j=1, \dots, m}^k \alpha_{i,j} x_j \right) \right] = \\ &= \left[\left(\sum_{j=1, \dots, m}^k \alpha_{i,j} M[x_j] \right) \right] = \\ &= \mathbf{a}M[\mathbf{x}] \end{aligned} \quad (7)$$

для каждого $i = 1, \dots, k$ элемента вектора-столбца (2) и выражения (5) дисперсия первого главного компонента примет вид:

$$\begin{aligned} D(\mathbf{a}_1^T \mathbf{x}) &= M \left[(\mathbf{a}_1^T \mathbf{x})(\mathbf{a}_1^T \mathbf{x}) \right] = \\ &= M \left[\mathbf{a}_1^T \mathbf{x} \mathbf{x}^T \mathbf{a}_1 \right] = \\ &= \mathbf{a}_1^T M[\mathbf{x} \mathbf{x}^T] \mathbf{a}_1 = \mathbf{a}_1^T cov(\mathbf{x}) \mathbf{a}_1. \end{aligned} \quad (8)$$

Выражение (8) учитывает форму многомерной случайной величины, откуда могут быть найдены ее размеры. Максимальному значению коэффициентов $\alpha_{i,j}$ в данном выражении, при котором значение дисперсии $D(t_1)$ становится максимальным, соответствуют значения $cov(\mathbf{x})$, при которых первая координатная ось t_1 будет направлена вдоль направления максимального значения разброса значений \mathbf{x} .

Особенностью выражения (8) является то, что при увеличении длины вектора \mathbf{a}_1 соответственно возрастает значение $\mathbf{a}_1^T cov(\mathbf{x}) \mathbf{a}_1$. Одним из вариантов решения данной задачи является ограничение длины вектора $\mathbf{a}_1^T \mathbf{a}_1 = 1$. Для нахождения максимального значения $\mathbf{a}_1^T cov(\mathbf{x}) \mathbf{a}_1$ по вектору \mathbf{a}_1 и при наличии ограничения на длину можно воспользоваться методом множителей Лагранжа [9]:

$$\Phi(\mathbf{a}_1) = \mathbf{a}_1^T cov(\mathbf{x}) \mathbf{a}_1 - \lambda_1 (\mathbf{a}_1^T \mathbf{a}_1), \quad (9)$$

где λ_1 – множитель Лагранжа для первого главного компонента.

В точке максимума производная выражения (9) по \mathbf{a}_1 будет равна нулю. Для этого выражение (9) необходимо приравнять к нулю и найти частные производные:

$$cov(\mathbf{x}) \mathbf{a}_1 - \lambda_1 \mathbf{a}_1 = 0. \quad (10)$$

Результатом решения данного выражения будет вектор-столбец, элементы которого равны производным от функции по его компонентам:

$$\mathbf{a}_1 = (\alpha_{1,k}, \alpha_{2,k}, \dots, \alpha_{1,k}). \quad (11)$$

Тогда выражение (8) с учетом (10) примет вид:

$$\mathbf{a}_1^T cov(\mathbf{x}) \mathbf{a}_1 = \mathbf{a}_1^T \lambda_1 \mathbf{a}_1 = \lambda_1 \mathbf{a}_1^T \mathbf{a}_1 = \lambda_1. \quad (12)$$

Исходя из данного выражения, на *третьем шаге* для обеспечения максимальной дисперсии первого главного компонента $D(t_1) = \mathbf{a}_1^T cov(\mathbf{x}) \mathbf{a}_1$ выбирается

максимальное значение λ из k возможных вариантов:

$$t_1 = \alpha_1^T \mathbf{x} \quad (13)$$

где α_1 – собственный вектор ковариационной матрицы $cov(\mathbf{x})$, значение которого соответствует максимальному значению λ для первого главного компонента.

Преобразованные исходные данные (рис. 1) в соответствии с выражением (13) позволяют получить новые декоррелированные значения новых переменных. Если выполнить преобразование координат вектора \mathbf{x} в координаты главной компоненты, то в новом пространстве главных компонент область рассеивания будет располагаться таким образом, что ее оси максимальных дисперсий совпадут с осями координат (рис. 3).

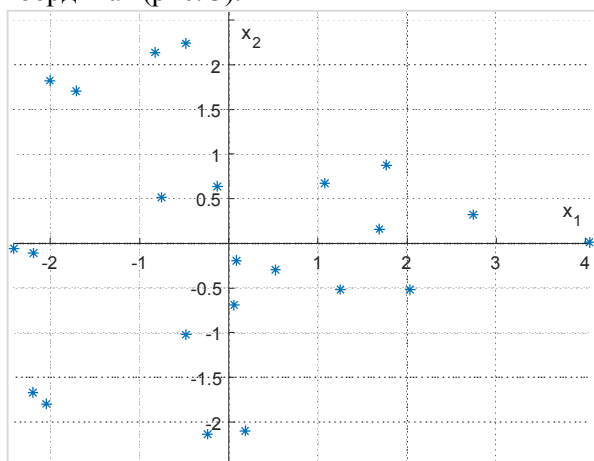


Рис. 3. Вращение исходных данных

На четвертом шаге (аналогично третьему шагу) находится второй главный компонент из оставшихся $k - 1$ возможных, значение которого равно $t_2 = \alpha_2^T \mathbf{x}$, максимальное значение дисперсии которого составит $D(t_2) = \alpha_2^T cov(\mathbf{x}) \alpha_2$.

В связи с тем, что главные компоненты должны быть статистически независимы, то возникает дополнительное ограничение, накладываемое на первый и второй главные компоненты – нулевое значение ковариационной матрицы $cov(t_1, t_2) = cov(\alpha_1^T \mathbf{x}, \alpha_2^T \mathbf{x}) = 0$, откуда следует, что:

$$\begin{aligned} cov(\alpha_1^T \mathbf{x}, \alpha_2^T \mathbf{x}) &= M \left[(\alpha_1^T \mathbf{x}) (\alpha_2^T \mathbf{x}) \right] = \\ &= M \left[\alpha_1^T \mathbf{x} \mathbf{x}^T \alpha_2 \right] = \\ &= \alpha_1^T M \left[\mathbf{x} \mathbf{x}^T \right] \alpha_2 = \\ &= \alpha_1^T cov(\mathbf{x}) \alpha_2 = \alpha_2^T cov(\mathbf{x}) \alpha_1. \end{aligned} \quad (14)$$

С учетом наложенного выше ограничения на длину вектора ($\alpha_1^T \alpha_1 = 1$ – ортогональность векторов собственной матрицы) аналогично выражению (12) можно получить, что:

$$\alpha_2^T cov(\mathbf{x}) \alpha_1 = \alpha_2^T \lambda_2 \alpha_1 = \lambda_2 \alpha_1^T \alpha_2. \quad (15)$$

Из данного выражения следует, что для выполнения условия ортогональности главных компонент должно выполняться условие того, что $\alpha_1^T \alpha_2 = 0$ с учетом ограничения на длину вектора выражение (9), которое обеспечивает максимум второго главного компонента:

$$\begin{aligned} \Phi(\alpha_2) &= \alpha_2^T cov(\mathbf{x}) \alpha_2 - \\ &- \lambda_2 (\alpha_2^T \alpha_2) - \phi \alpha_2^T \alpha_1 \end{aligned} \quad (16)$$

где ϕ – множитель Лагранжа.

Условие максимума второго главного компонента аналогично выражению (10) и с учетом (16) примет вид:

$$\alpha_1^T cov(\mathbf{x}) \alpha_2 - \lambda_2 \alpha_1^T \alpha_2 - \phi \alpha_1^T \alpha_1 = 0. \quad (17)$$

В данном выражении первые два слагаемых равны нулю, а третье слагаемое $\alpha_1^T \alpha_1 = 1$, таким образом, должно выполняться неравенство $\phi = 0$, следовательно, из выражения (16) можно получить, что:

$$cov(\mathbf{x}) \alpha_2 - \lambda_2 \alpha_2 = 0. \quad (18)$$

На пятом шаге, в случае рассмотрения второй главной компоненты, значение λ_2 является собственным значением ковариационной матрицы $cov(\mathbf{x})$ с соответствующим ему вектором α_2 . Аналогично выражению (12) вычисляется максимальное значение λ_2 :

$$\alpha_2^T cov(\mathbf{x}) \alpha_2 = \lambda_2. \quad (19)$$

Аналогично для всех остальных k собственным векторам ковариационной матрицы $cov(\mathbf{x})$ будут соответствовать собственные значения, убывающие по величине (в виде $\lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_k$). Таким

образом, дисперсия главных компонент (8) в общем виде представляется выражением:

$$D(t_k) = D(\mathbf{a}_k^T \mathbf{x}) = \mathbf{a}_k^T \text{cov}(\mathbf{x}) \mathbf{a}_k = \lambda_k. \quad (20)$$

В результате на данном шаге формируется матрица \mathbf{a}_k^T , при этом каждым k -ым столбцом является собственный вектор ковариационной матрицы (рис. 4).

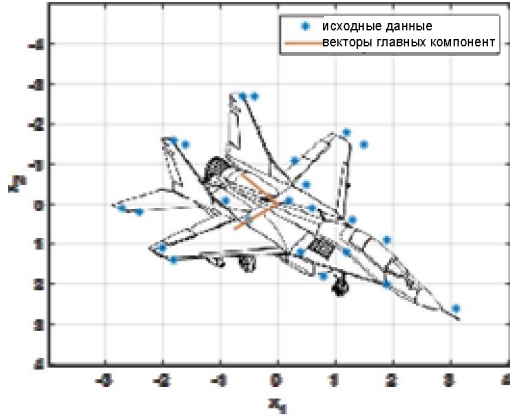


Рис. 4. Векторы главных компонент совместно с исходными данными

Экспериментальное исследование

Проверка физической реализуемости метода главных компонент в реальном масштабе для использования в радиолокационной станции с многоканальной фазированной антенной решеткой проводилась на примере различных воздушных объектов: вертолет в ближней зоне, набирающий высоту по кругу (рис. 5), и три трассовых самолета в дальней зоне, прямолинейно следующих попутным курсом (рис. 6). В качестве единиц измерения при отображении использовались отсчеты аналогово-цифрового преобразователя. По результатам предыдущих обзоров на индикаторе кругового обзора по каждому воздушному объекту формируется трасса.

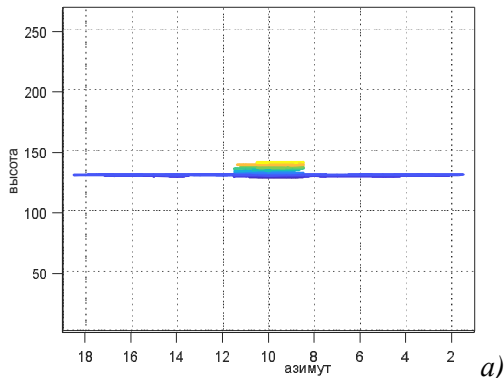


Рис. 5. Вертолет с набором высоты по кругу (№ 16): а - в профиль; б - вид сверху; в - вид в пространстве; Г - на индикаторе кругового обзора

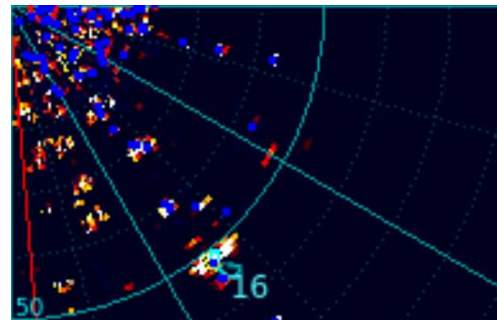
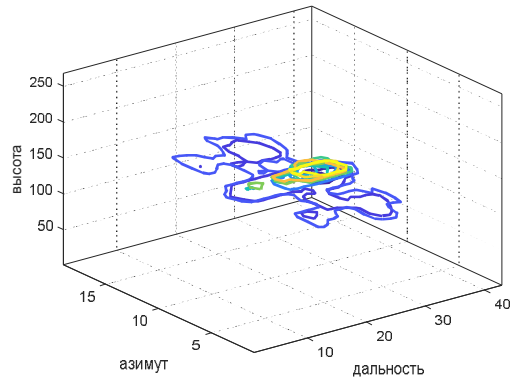
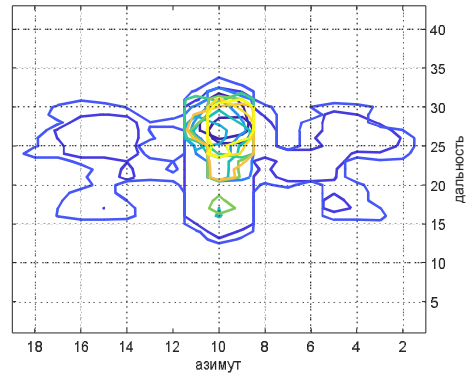


Рис. 5. Вертолет с набором высоты по кругу (№ 16): а - в профиль; б - вид сверху; в - вид в пространстве; г - на индикаторе кругового обзора (продолжение)

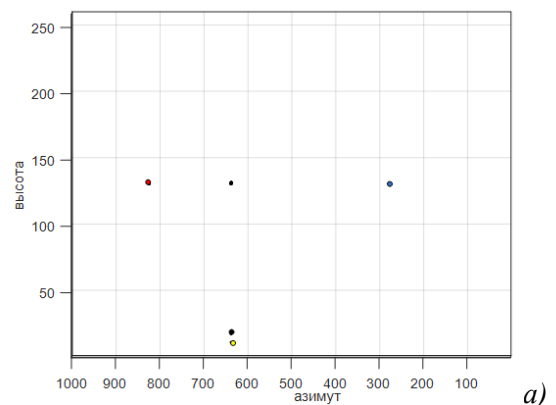


Рис. 6. Самолеты, следующие попутным курсом (№15, №7 и №19): а - в профиль; б - вид сверху; в - вид в пространстве; г - на индикаторе кругового обзора

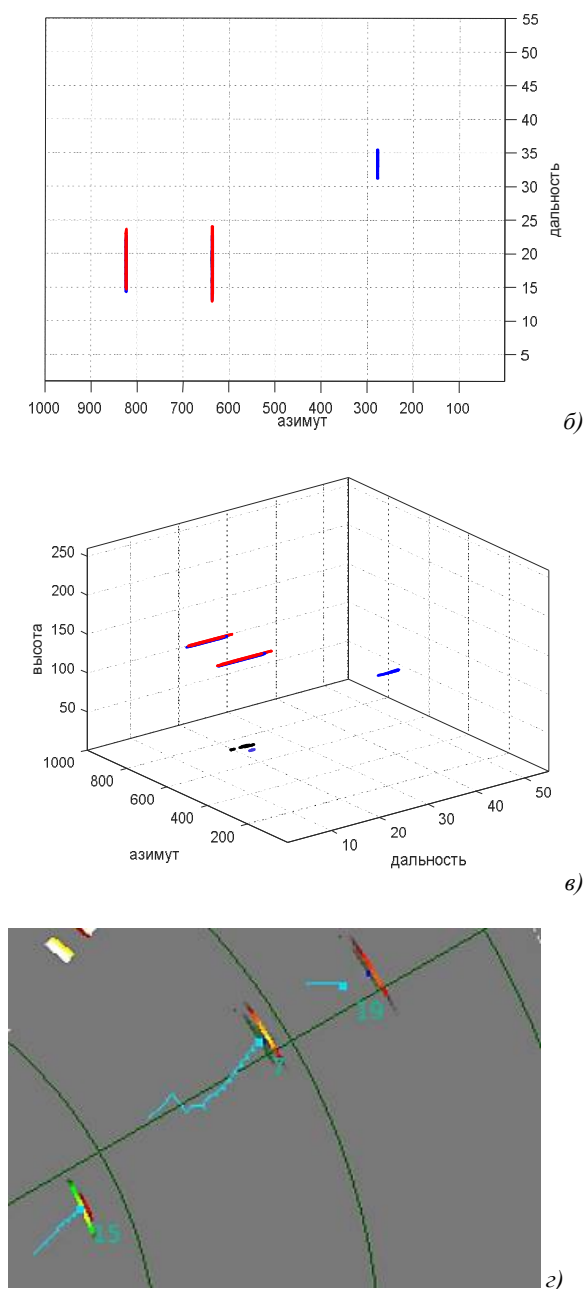


Рис. 6. Самолеты, следующие попутным курсом (№15, №7 и №19): а - в профиль; б - вид сверху; в - вид в пространстве; г - на индикаторе кругового обзора (продолжение)

На рис. 5, а и 6, а изображена информация о воздушном объекте в различных каналах фазированной антенной решетки радиолокационной станции. По результатам совместной обработки 63 каналов формируется 12 диаграмм направленности (ДН). Ввиду того, что вертолет расположен в непосредственной близости, то информация о нем имеется в большинстве ДН (с 1 по 11). Вместе с данным объектом на индикаторе кругового обзора (рис. 5, г) наблюдаются

множественные отражения от местных предметов. Самолеты расположены на краю зоны обнаружения и информация о них имеется в нескольких ДН (с 1 по 2). Внешний вид объектов в пространстве представлен на рис. 5, в и 6, в. По результатам обработки на индикаторе (рис. 5, г и 6, г) сформирована отметка о воздушном объекте.

Заключение

В ходе проведенной работы в каждом канале были получены входные отсчеты от двух различных типов воздушных объектов: вертолета и группы самолетов. Входные отсчеты были нормализованы и по ним построены корреляционные матрицы. Из ранжированных собственных значений данных матриц была сформирована обособленная матрица, столбцы которой располагаются в той же очередности, что и собственные значения. Это позволило выбрать наиболее существенные главные компоненты. Для отображения результатов обработки входных отсчетов методом главных компонент использовался индикатор кругового обзора радиолокационной станции. В виду того, что рассматриваемый метод базируется на ортогональной системе координат, что накладывает ряд ограничений на его применение:

при обнаружении маневрирующего воздушного объекта на фоне местных предметов корреляционная зависимость имеет несколько экстремумов. Для поиска единственного можно осуществить доворот ортогональных осей. По результатам моделирования получено, что это не всегда приводит к снижению размерности. Это связано с отсутствием априорной информации о степени важности того или иного параметра в складывающейся обстановке; сформированные векторы главных компонент не имеют физического смысла, что приводит к невозможности установить причину формирования их положения для последующего управления процессом снижения размерности. При этом алгоритмическая реализация выполнения таких преобразований становится очень ресурсно затратной, что существенно ограничивает применение данного метода в реальном масштабе времени;

разброс отражений от блестящих точек воздушного объекта зависит от площади

воздушного объекта и его размеров в плоскости наблюдения. С увеличением площади уменьшается разброс отражений от блестящих точек, что связано с их статистическим усреднением. Близко расположенные блестящие точки имеют неодинаковые параметры, и дисперсия их рассогласования увеличивается пропорционально расстоянию между ними.

При этом, несмотря на существенные ограничения данного метода, необходимо отметить, что основным достоинством полученных результатов является то, что он позволяет описать процесс движения воздушного объекта и элементов его конструкции в виде набора независимых векторов, что может рассматриваться как новое направление развития систем распознавания воздушных объектов.

Литература

1. Скольник М. Справочник по радиолокации: пер. с англ. В 4 т.; под общ. ред. К.Н. Трофимова. Т. 3:

Радиолокационные устройства и системы / под ред. А.С. Виноцкого. М.: Сов. Радио, 1979. 515 с.

2. Сухаревский О.И. Рассеяние электромагнитных волн воздушными и наземными радиолокационными объектами. Харьков: ХУПС, 2009. С. 468.

3. Испытания РЛС (оценка характеристик) / А.И. Леонов, С.А. Леонов, Ф.В. Нагулико и др.; под ред. А.И. Леонова. М.: Радио и связь, 1990. 208 с.

4. Пиза Д.М., Семенов Д.С., Бугрова Т.И. Проектирование радиолокационных систем: монография/ под общ. ред. Д.М. Пизы. Запорожье: ЗНТУ, 2017. 122 с.

5. Mailloux R.J. Phased Array Antenna Handbook. Artech house, 2005. 515 p.

6. Конструктор объектов программного комплекса моделирования радиолокационных сигналов/ А.С. Солонар, С.Н. Ярмолик, А.С. Храменков, А.А. Михалковский, П.А. Хмарский // Доклады БГУИР. 2014. №6. С.60-66.

7. Зиновьев А.Ю. Визуализация многомерных данных. Красноярск: КГТУ, 2000. С.180

8. Pirson K. On lines and planes of closest fit to systems of points in space. Phil. Mag. (6). 2. 1901. №2. P.559-572

9. Протасов В.Ю. Максимумы и минимумы в геометрии. М.: МЦНМО, 2005. Вып. 31. 56 с.

Поступила 01.12.2022; принята к публикации 15.02.2023

Информация об авторах

Шарамет Андрей Владимирович – канд. техн. наук, доцент, начальник тематического отдела, ОАО «КБ Радар» - управляющая компания холдинга «Системы радиолокации» (220026, Республика Беларусь, г. Минск, пр-т Партизанский, 64а), e-mail: a.sharamet@kbradar.by, тел.: +375(29) 633-688-4, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-0950-8700>

REDUCING THE DIMENSION OF DATA IN MULTICHANNEL SPATIAL-TEMPORAL INFORMATION PROCESSING SYSTEMS

A.V. Sharamet

Department of JSC «KB Radar» - Managing Company of «Radar Systems» Holding
Minsk, Republic of Belarus

Abstract: the article reveals the main features of the application of the principal component method to reduce the dimensionality of the processed information. A feature of this method is four-stage data processing, which allows it to be implemented on the basis of multithreaded computing platforms. It is shown that data centering is carried out at the first stage, the main direction is searched at the second stage, followed by the search for its maximum at the third stage and the search for the remaining vectors at the fourth. These steps can be performed in parallel and separately. The phased array antenna as part of the survey radar station was considered as the object of the study. The need to reduce the dimension is caused by the fact that as a result of an overview of the airspace, information about its azimuth, range and altitude is formed about each aerial object in the most simplified case. The peculiarity of the problem being solved is that such information about the same object is generated in several information channels. According to the results of space-time processing, it is all displayed on the plane in real time. Processing of the experimentally obtained data allowed us to formulate restrictions on the use of the principal component method for solving this problem. It is noted that the presented results allow us to consider this method as the basis of a new direction of development of air object recognition systems

Key words: principal component method, real time scale, space-time processing, multichannel, radar station, circular view indicator

References

1. Skolnik, M. "Handbook of Radar", transl. from English, in 4 vol., gen. ed. by K.N. Trofimov, vol.3: "Radar devices and systems", ed. by A.S. Vinitsky, Moscow: Sovetskoye radio: 1979, 515 p.
2. Sukharevsky O.I. "Scattering of electromagnetic waves by air and ground radar objects", Khar'kov: HUPS, 2009, 468 p.

3. Leonov A.I., Leonov S.A., Nagulinko F.V. et al. "Radar tests (evaluation of characteristics)", ed. by A.I. Leonov, Moscow: Radio i svyaz', 1990, 208 p.
4. Piza D.M., Semenov D.S., Bugrova T.I. "Design of radar systems"; gen. ed. by D.M. Piza, Zaporozhye: ZNTU, 2017, 122 p.
5. Mailloux R.J. "Phased Array Antenna Handbook", Boston, London: Artech House, 2005, 515 p.
6. Solonar A.S., Yarmolik S.N., Khramenkov A.S., Mikhalkovsky A.A., Khmarsky P.A. "Designer of objects of the radar signal modeling software complex". *Reports of BSUIR (Doklady BGUIR)*, 2014, no 6, pp. 60-66.
7. Zinoviev A.Yu. "Visualization of multidimensional data", Krasnoyarsk: KGTU, 2000, 180 p.
8. Pirson K. "On lines and planes of closest fit to systems of points in space", *Phil.Mag.* (6). 2, 1901, pp. 559-572.
9. Protasov V.Yu. "Maxima and minima in geometry", Moscow: MCNMO, iss. 31, 56 p.

Submitted 01.12.2022; revised 15.02.2023

Information about the authors

Andrey V. Sharamet - Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Head of the Thematic Division, Department of JSC «KB Radar» - Managing Company of «Radar Systems» Holding (64a Partizansky prosp., Minsk 220026, Republic of Belarus), e-mail: a.sharamet@kbradar.by, tel.: +375(29) 633-688-4, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-0950-8700>

РАЗРАБОТКА ПРОЦЕССОВ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КАЧЕСТВЕННОЙ СБОРКИ В ТРАССУ ЭЛЕМЕНТОВ ОСОБОТОНКОСТЕННОГО ТРУБОПРОВОДА АВИАЦИОННОГО ТРАНСПОРТА

С.В. Егоров, С.В. Сафонов

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: представлены результаты научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по разработке способов и оборудования, обеспечивающих подготовку элементов особотонкостенного трубопровода к их сборке в трассу. Созданы экспериментальная установка и рабочая оснастка для калибровки кольцевых стыков тонкостенных труб методами «раздача» или «обжатие» многосекторным инструментом, обеспечивающая отклонение наружного диаметра конца труб под автоматическую сварку кольцевых стыков не более $\pm 0,15$ мм от номинального размера. Экспериментально проверена теоретическая зависимость по определению критического давления обжатия, при котором стенка трубы теряет устойчивость и образуется гофр. Разработанное оборудование применялось при создании опытных образцов труб из титановых сплавов и коррозионностойких сталей с последующим натурным моделированием процессов сборки трубопровода. Сборка калиброванных труб проводилась при помощи автоматической аргодуговой электросварки с предварительной фиксацией центрирующими хомутами и прихваткой. При оценке качества сварных стыков было установлено, что сварные кольцевые швы всех опытных образцов соответствуют требованиям нормативной технической документации. Поиск скрытых дефектов сварных соединений проводился с использованием акустико-эмиссионной системы и ультразвукового дефектоскопа. Проведенные испытания внутренним статическим и пульсирующим давлением показали высокую прочность и долговечность сварных стыков

Ключевые слова: сборка, трубопровод, калибровка, особотонкостенные трубы, сварка встык

Введение

В конструкции современной авиационной техники имеются жидкостные и газовые системы различного назначения. Трубопроводы таких систем изготавливаются из коррозионно-стойких сталей, титановых и алюминиевых сплавов. Различные элементы трубопроводов (трубы, патрубки, тройники, угольники и др.) соединяют друг с другом встык автоматической сваркой [1, 2].

Необходимость калибровки концов элементов трубопровода под автоматическую сварку кольцевых стыков вызвана рядом причин. Во-первых, трубы, изготовленные по ГОСТ, имеют отклонение от номинального наружного диаметра до $\pm 2\%$, при этом отклонения наружного диаметра конца труб под автоматическую сварку кольцевых стыков не должны превышать $\pm 0,15$ мм от номинального размера [3]. Во-вторых, импортные унифицированные элементы трубопровода (сильфоны, переходники, облегченные фланцы), заложенные в конструкцию тонкостенных трубопроводов авиационного транспорта, имеют дюймовые размеры

наружного диаметра, а титановые и нержавеющей трубы отечественного производства – метрические. Для устранения возникшего несоответствия требуется произвести раздачу или обжатие концов труб отечественного производства [3-7].

Описание оборудования и способов калибровки

При разработке процессов и определении параметров качественной сборки в трассу элементов особотонкостенного трубопровода авиационного транспорта применялась экспериментальная установка, изображенная на рис. 1. Основные технические характеристики установки для калибровки тонкостенных труб приведены в таблице.

Установка для калибровки позволяет выполнять калибровку кольцевых концов тонкостенных труб из титановых сплавов и коррозионно-стойких сталей обжатием или раздачей. Основным рабочим механизмом является гидравлическая калибрующая головка, изображенная на рис. 2, укомплектованная специальной оснасткой (рис. 3), выполненной в виде упругих многосекторных втулок из материала 30ХГСН2А с твердостью $40\div 45$ НРС_э.

Калибровка многосекторными матрицами (40÷60 секторов) и пуансонами (20÷60 секторов) с шириной паза 1,0÷1,2мм позволяет избежать огранки на калибруемых участках [8].

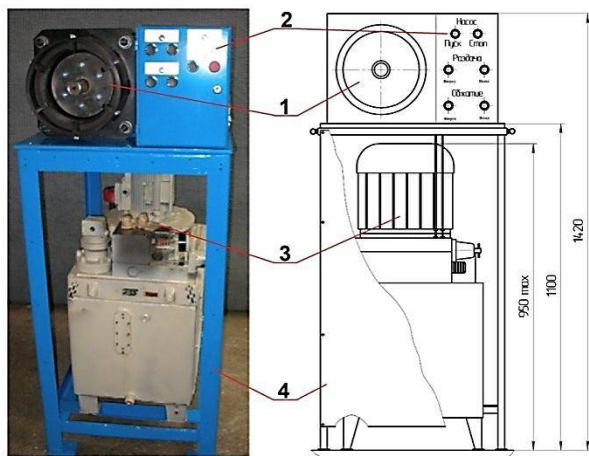


Рис. 1. Установка для калибровки тонкостенных труб: 1 – гидравлическая калибрующая головка; 2 – пульт управления; 3 – гидравлическая насосная станция; 4 – рама

Основные характеристики установки для калибровки тонкостенных труб

Наименование параметра	Ед. изм.	Значение
Рабочее давление в гидросистеме	МПа	4,0
Максимальное давление в гидросистеме	МПа	6,3
Максимальный ход штока поршня: - при раздаче - при обжатии	мм	60 40
Наружный диаметр калибруемых труб	мм	25÷160
Длина калибруемого участка трубы	мм	10÷85
Толщина стенки калибруемой трубы	мм	0,8÷2,0
Максимальная величина деформации: - при раздаче - при обжатии	% от диаметра трубы	6,25 5

Представленная установка позволяет реализовать подготовку к сборке в трассу унифицированных элементов особотонкостенного трубопровода тремя способами [9]:

– «обжатие» – применяется для калибровки тонкостенной трубы, стыкуемой с приварным импортным унифицированным элементом, имеющим заведомо меньший размер наружного диаметра (рис. 4а);

– «раздача» – применяется для калибровки тонкостенной трубы, стыкуемой с приварным импортным унифицированным элементом, имеющим заведомо больший размер наружного диаметра (рис. 4б);

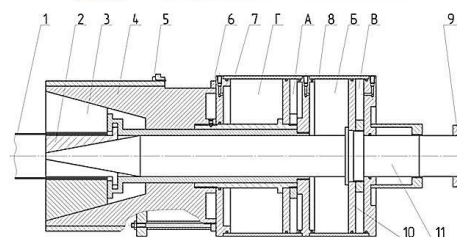


Рис. 2. Гидравлическая калибрующая головка: 1 - деталь; 2 – пуансон; 3 – матрица; 4 – обжимная втулка; 5 – концевой выключатель; 6 - кольцо-фиксатор; 7,8 - силовые цилиндры; 9 - кольцо-фиксатор; 10 – поршень цилиндра привода пуансона; 11 - шток цилиндра привода пуансона; А - поршневая полость привода матрицы; Б - штоковая полость привода пуансона; В - поршневая полость привода пуансона; Г - штоковая полость привода матрицы

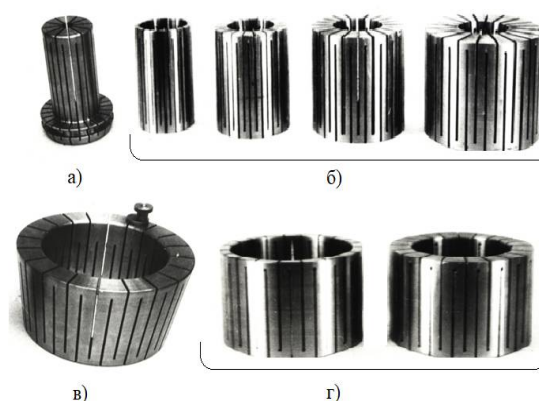


Рис. 3. Рабочая оснастка устройства для калибровки: а, б – маточный пуансон и быстрьюемые пуансоны для калибровки труб раздачей; в, г – маточная матрица и быстрьюемые матрицы для калибровки труб обжатием

– «обжатие-раздача» – применяется для калибровки тонкостенных труб, имеющих свободные размеры. Сущность данного способа заключается в последовательной калибровке обжатием с последующей раздачей, когда конец тонкостенного трубопроводного элемента первоначально обжимают до размера $D_o = (D_n - 1) \pm 0,3 \text{ мм}$, с последующей раздачей до размера $D_n \pm 0,1 \text{ мм}$ (здесь D_n – номинальный наружный диаметр). Обжатие с последующей раздачей до номинального размера диаметра осуществляют с целью проведения операции калибровки в условиях высокой продольной устойчивости стенки калибруемого элемента.

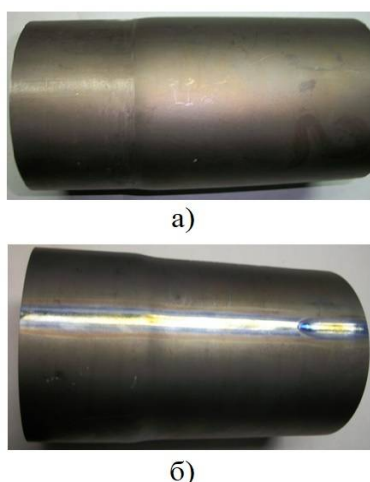


Рис. 4. Цилиндрические тонкостенные образцы из титанового сплава ВТ1-0 после калибровки обжатием (а) и раздачей (б)

В случае если стыкуемые кромки обоих элементов трубопровода имеют овальность и/или значительное отклонение между их наружными диаметрами $\delta = D_1 - D_2$, неустраняемое за счет калибровки только кромки одного элемента, то для выполнения качественной сборки рекомендуется калибровать стыкуемые под автоматическую сварку кромки обоих элементов трубопровода. При этом способ калибровки «раздачей» или «обжатием» выбирается для каждого элемента отдельно.

Если стыкуемые кромки тонкостенной трубы и приварного элемента имеют свободные размеры и при этом после автоматической сварки имеется доступ для многосекторного пуансона к кольцевому шву и околошовной зоне, применяют способ, включающий поочередную калибровку обжимом для получения равных наружных диаметров D тонкостенной трубы и приварного элемента. Производят сборку тонкостенной трубы с приварным элементом сваркой кольцевого шва. Осуществляют совместную раздачу кольцевого шва и сваренных кольцевых кромок до достижения значения среднего диаметра сварного узла в месте раздачи величины $D_p = D_n + (0,2 \div 0,4 \text{ мм})$. Получение поочередной калибровкой обжимом равных наружных диаметров кольцевых кромок тонкостенной трубы и приварного элемента сварного узла трубопровода перед их сборкой позволяет кольцевого сварного шва с минимальными габаритами, в том числе и с ограниченной высотой проплава, что позволяет значительно повысить ресурс сварного соединения. Последующая совместная раздача кольцевого сварного шва и сваренных кольцевых кромок полностью восстанавливает начальный

зазор между наружной поверхностью оправки и внутренней поверхностью сварного узла трубопровода при последующей обработке сварных швов и способствует повышению их качества.

Следует учитывать, что при калибровке обжатием существует вероятность потери устойчивости стенки трубы и образования гофра [10]. На потерю устойчивости влияют такие факторы, как конструкция обжимного инструмента, диаметр, толщина стенки и свойства материала трубной заготовки, а также создаваемое при калибровке давление обжатия. Критическое давление $[q]$, при котором стенка трубы теряет устойчивость, можно определить по выражению:

$$[q] = \frac{E_k t \alpha (1,234\alpha + 0,775)}{R(1,571\alpha + 1,645)}, \quad (1)$$

где E_k – касательный модуль упругости материала трубы; t – толщина стенки трубы; R – наружный радиус трубы; α – половина центрального угла сектора обжимного инструмента.

Величина центрального угла 2α сектора обжимного инструмента определяется по выражению:

$$2\alpha = \frac{h+1}{R}, \quad (2)$$

где h – ширина сектора обжимного инструмента.

Значение касательного модуля упругости $E_k = \frac{d\sigma_n}{de_n}$ определяется из кривой упругости материала тонкостенной трубы. Зависимость кривой упругости $\sigma_n = f(e_n)$ определяется экспериментально. Так, например, по результатам экспериментальных исследований были получены следующие аппроксимирующие функции [11]:

– для титанового сплава ВТ1-0:

$$\sigma_n = 1046,6 \cdot e_n^{0,1872}; \quad (3)$$

– для титанового сплава ПТ7-М:

$$\sigma_n = 4976 \cdot e_n^{0,2586}; \quad (4)$$

– для стали AISI 304:

$$\sigma_n = 1209,7 \cdot e_n^{0,262}, \quad (5)$$

где e_u – интенсивность деформации при калибровке обжатием:

$$e_u = \left| \ln \left(1 - \frac{b}{R} \right) \right|, \quad (6)$$

где b – радиальное смещение свариваемых кромок труб при калибровке.

Изготовление опытных образцов

При проведении испытаний по определению энергосиловых параметров калибровки и оценке качества сборки в трассу элементов особотонкостенного трубопровода были изготовлены опытные цилиндрические образцы из титановых сплавов ОТ4, ВТ1-0, ПТ-7М и коррозионностойких сталей 12Х18Н10Т, AISI 321. Опытные образцы изготавливались из листов толщиной 0,8 и 1,0 мм. Номинальные диаметры D цилиндрических образцов были равны 42, 80 и 100 мм. Диаметры D_1 калиброванных участков под кольцевую сварку составили 42, 76,2 и 101,6 мм соответственно. Цилиндрические образцы с диаметром $D = 42$ мм изготавливались длиной $l=100$ мм. Цилиндрические образцы с диаметром $D = 80$ и 100 мм изготавливались длиной $l=150$ мм. При изготовлении цилиндрических образцов для испытаний использовались технология и режимы получения труб из листа, автоматической аргодуговой электросварки (ААрДЭС) продольных стыков, полного отжига продольных швов после ААрДЭС, подготовки кромок (калибровки) под ААрДЭС кольцевых стыков.

ААрДЭС кольцевых поворотных и неповоротных стыков тонкостенных труб осуществлялась неплавящимся электродом без присадки с предварительной прихваткой кромок. Прихватка кромок проводилась ААрДЭС.

Сборка калиброванных труб перед сваркой производилась в приспособлениях с фиксацией свариваемых элементов, с применением центрирующих хомутов с продольными вырезами под прихватку (рис. 5). При этом максимальный зазор в стыках не превышал 0,1 мм.

Прихватку выполняли с шагом от 15 до 25 мм с применением центрирующих хомутов и торцевых заглушек, а также штанг с разжимными цапгами для защиты поверхности с внутренней стороны. Сварку и прихватку труб производили постоянным током прямой полярности.

Начало и окончание сварки осуществляли в зоне, удаленной от пересечения кольцевого и

продольного шва не менее чем на 20 – 30 мм. Режимы ААрДЭС кольцевых стыков тонкостенных труб из отечественных и импортных титановых сплавов и нержавеющей сталей выбирались с учетом обеспечения статической и динамической прочности стыковых швов [12-14].

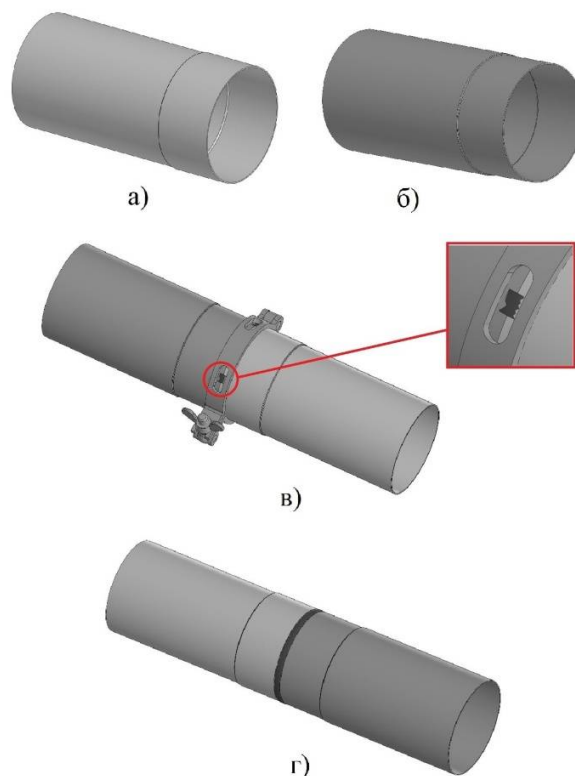


Рис. 5. Порядок сборки элементов трубопровода: а – элемент трубопровода после калибровки раздачей; б – элемент трубопровода после калибровки обжатием; в – центрирование и прихватка при помощи хомутов с продольными вырезами; г – сварка

Результаты исследований

При оценке качества сварных труб и выявления дефектов сварки применялись следующие виды контроля:

- внешний осмотр на отсутствие трещин, подрезов, цветов побежалости, прожогов и других дефектов – дважды – после сварки и после испытаний на герметичность с помощью лупы 6–8-кратного увеличения [3];

- определение размеров швов при помощи шаблонов и измерительных инструментов;

- рентгеновское просвечивание после сварки и правки для выявления газовых пор, трещин, непроваров и других дефектов по ГОСТ 7512;

– металлографический контроль – для определения внутренних дефектов при разрезке соединений;

– механические испытания сварных образцов труб по ГОСТ 1497;

– испытания на герметичность и прочность по ГОСТ 3845.

В результате проведенного внешнего осмотра и рентгеновского просвечивания установлено, что сварные швы всех образцов не имели трещин, подрезов, цветов побежалости, прожогов, газовых пор и других дефектов. Сварные швы образцов из титановых сплавов имели следующие размеры поперечного сечения: ширина шва – от 4 до 6 мм; подрез лицевой стороны шва – не более 0,1 мм; величина проплава корня шва - не более 0,2 мм; ширина проплава корня шва - от 3 до 4 мм, что соответствует требованиям ПИ 1.4.287 «Сварка трубопроводов из сплавов титана», п.7.17. Сварные швы образцов из коррозионностойких сталей имели следующие размеры поперечного сечения: ширина шва – от 6 до 7 мм; усиление лицевой стороны шва – не более 0,6мм; величина проплава корня шва – не более 0,6мм, что соответствует требованиям ПИ 1.4.748 «Дуговая сварка трубопроводов из нержавеющей сталей в среде инертных газов», п.12.3.1.

Перед испытаниями на прочность трубчатые образцы проверялись на герметичность избыточным рабочим давлением 285 кПа в течение 3 мин и опрессовывались избыточным контрольным давлением 428 кПа в течение 3 мин.

Испытания на прочность статическим и пульсирующим внутренним давлением проводились при давлении соответствующего 50% от предела текучести $\sigma_{0,2}$ основного материала трубопровода. В ходе испытаний было установлено, что все экспериментальные образцы прямолинейного участка тонкостенного прецизионного трубопровода выдержали приложенное внутреннее статическое давление.

При проведении испытаний пульсирующим внутренним давлением все образцы выдержали заданную нагрузку в течение 170000 циклов нагружения без видимых разрушений. Для определения скрытых дефектов сварных соединений использовались акустико-эмиссионная система Малахит АС-15А и ультразвуковой дефектоскоп А1214 EXPERT. В ходе проверки наличие скрытых дефектов в сварных швах и основном материале экспериментальных образцов не обнаружено.

При изучении металлографической структуры кольцевых сварных соединений после нагружения экспериментальных образцов прямолинейных участков тонкостенного прецизионного трубопровода пульсирующим внутренним давлением при помощи инвертированного промышленного микроскопа Optika Microscopes XDS-3 MET были получены фотографии микроструктуры кольцевых сварных швов, представленные на рис. 6.

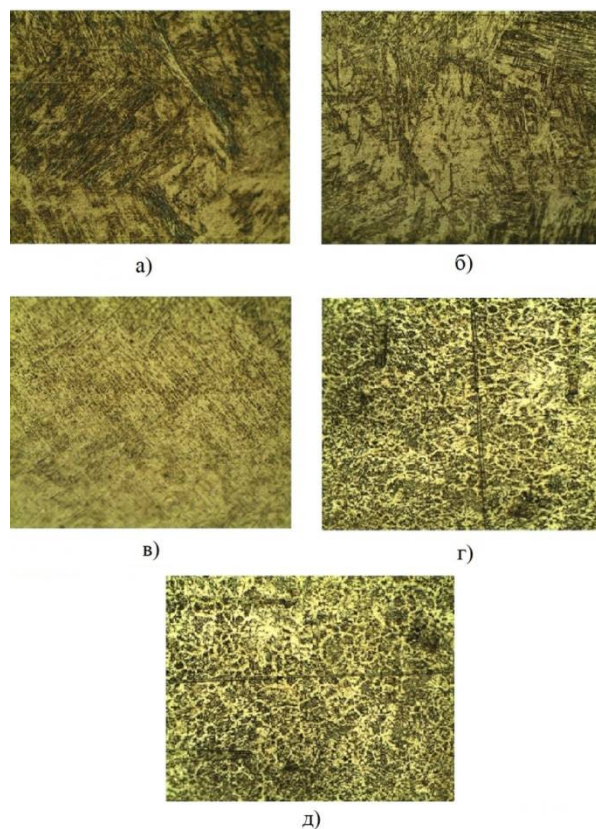


Рис. 6. Микроструктура кольцевых сварных швов экспериментальных образцов (увеличение 200х): а – ОТ4; б – BT1-0; в – PT-7M; г – AISI 321; д – 12X18H10T

Заключение

Результаты проведенных исследований были использованы при создании установки для калибровки с числовым программным управлением (рис. 7).

Созданное оборудование для калибровки концов трубчатых элементов обжимом или задачей перед их сборкой в трассу трубопровода обеспечивает выполнение высоких требований по точности наружного диаметра, предъявляемых разработанными новыми способами калибровки труб под сборку посредством автоматической сварки кольцевых стыков.



Рис. 7. Внешний вид установки для калибровки с ЧПУ

Разработанные способы калибровки поперечным обжимом и раздачей, отработанные режимы автоматической аргодуговой сварки кольцевых стыков тонкостенного трубопровода и их последующей термообработки, а также результаты исследований материалов сварных соединений, полученных сплавлением отечественных и импортных титановых сплавов и коррозионностойких сталей, являются основой для создания комплексного технологического процесса подготовки к сборке и качественной сборки в трассу элементов особотонкостенного трубопровода авиационного транспорта.

Внедрение комплексной технологии промышленного получения качественных сварных кольцевых соединений при сборке в трассу особотонкостенных элементов трубопровода обеспечивает повышение энергосиловых характеристик и экономических показателей авиационного транспорта за счет увеличения ресурса трубопроводных коммуникаций летательного аппарата при одновременном снижении материалоемкости трубопровода на 15-20 % и замещении импорта особотонкостенных труб из титановых сплавов и коррозионностойких сталей.

Литература

1. Mkrtychian D.A., Baryshnikova O.O. Innovation method of production of extremely-thin-walled welded tubes on the tube-electric welding machine TESA 10-20// International Journal of Mechanical Engineering and Robotics Research. 2020. № 9(12). P. 1584-1590

2. Zhang Z. Modeling and simulation for cross-sectional ovalization of thin-walled tubes in continuous rotary straightening process// International Journal of Mechanical Sciences. 2019. № 153-154. P. 83-102

3. Руководящие технические материалы РТМ 1.4.1638-90. Конструктивно-технологическая обработка трубопроводных коммуникаций, изготовление и контроль труб и патрубков. Введен с 01.07.1991 взамен РТМ: 1.4.1638-86. М.: НИИТ, 1990. 465 с.

4. Chumadin A.S., Zo Hein Win. Calculation of power parameters at rotational compression of pipes Scientific Work MATI-RSTU. 2013. № 20. P. 182-185

5. Sosenushkin E.N., Tretyakova E.I. Field research of stability of pipe preparation at a combination of operations of pressing and expansion. Moscow: Stankoinstrument, 2010. P. 313-318

6. Demin V.A., Buzhilov A.L. The distribution of pipe billets by conical punch with cylindrical projection for production of complex parts. Machine building production. 2010. №6. P. 33-35

7. The analysis of the tool for increase in diameter of preparations / L. Xie, C. Peng, L. Jin, H. Shen // Machine building production. 2009. №11. P. 25-27

8. Installation for Calibration of Thin-Walled Precision Pipes / M.A. Vasechkin, S.V. Shakhov, I.N. Maslov, S.V. Egorov // Journal of Engineering and Applied Sciences. 2015. № 10(8). P.208-213.

9. Calibration of thin-walled precision pipe by transverse compression and expansion using a multisector tool / M.A. Vasechkin, O.Y. Davydov, A.B. Kolomenskii, S.V. Egorov // Russian Engineering Research. 2016. Vol. 36. № 5. P. 366-370.

10. Increasing the strength of welded thin-walled axisymmetric vessels made of corrosion-resistant steel / M.A. Vasechkin, O.Yu. Davydov, V.G. Egorov, S.V. Egorov, E.V. Matveeva // Journal of Physics: Conference Series. 2020. № 1515. P. 032033

11. Определение параметров устойчивого формоизменения при ротационной раскатке тонкостенных труб/М.А. Васечкин, О.Ю. Давыдов, В.Г. Егоров, И.Н. Маслов // Насосы. Турбины. Системы. 2018. № 2 (27). С. 38-46.

12. Временное сопротивление разрыву сварных конструкций, изготовленных из отечественных и импортных материалов / М.А. Васечкин, С.В. Егоров, А.Б. Коломенский, Е.Д. Чертов // Вестник ВГУИТ. 2015. № 4. С. 61 – 65.

13. Effect of Welding and Heat Treatment Regimes on the Mechanical Properties of Various Titanium Alloy Welded Joints / M.A. Vasechkin, O.Y. Davydov, A.B. Kolomenskii, S.V. Egorov // Chemical and Petroleum Engineering. 2018. № 54(7-8). P. 525-530

14. Статическая и динамическая прочность кольцевых сварных соединений элементов трубопровода из разноименных титановых сплавов / М.А. Васечкин, О.Ю. Давыдов, В.Г. Егоров, С.В. Егоров // Сварочное производство. 2018. №12. С. 30-35.

Поступила 11.01.2023; принята к публикации 16.02.2023

Информация об авторах

Егоров Сергей Владиславович – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: egorovakvapaskal@mail.ru.

Сафонов Сергей Владимирович – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394006, Россия, г. Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84), e-mail: swsafonoff@gmail.com

DEVELOPMENT OF PROCESSES AND DETERMINATION OF PARAMETERS OF QUALITY ASSEMBLY IN THE ROUTE OF ELEMENTS OF EXTRA-THIN-WALLED CONDUIT OF AVIATION TRANSPORT

S.V. Egorov, S.V. Safonov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: we present the results of research and experimental design work on the development of methods and equipment that ensure the preparation of elements of an extra-thin-walled conduit for their assembly into a route. We created an experimental setup and working equipment for calibrating the circumferential joints of thin-walled pipes using the methods of "expansion" or "compression" with a multi-sector tool, providing a deviation of the outer diameter of the pipe end for automatic welding of circumferential joints of no more than $\pm 0,15$ mm from the nominal size. We experimentally verified the theoretical dependence to determine the critical compression pressure at which the pipe wall loses stability and a corrugation is formed. The developed equipment was used to create prototypes of pipes from titanium alloys and corrosion-resistant steels, followed by full-scale modeling of pipeline assembly processes. We assembled the calibrated pipes by means of an automatic argon-arc welding with pre-fixation centering clamps and pre-welding. When assessing the quality of welded joints, we found that the welded circumferential seams of all prototypes comply with the requirements of regulatory technical documentation. We carried out the search for latent defects of welded joints using acoustic emission system and ultrasonic flaw detector. The tests carried out by internal static and pulsating pressure showed high strength and durability of welded joints

Key words: assembly, conduit, calibration, extra-thin-walled pipes, butt welding

References

1. Mkrtychian D.A., Baryshnikova O.O. "Innovation method of production of extremely-thin-walled welded tubes on the tube-electric welding machine TESA 10-20", *Int. J. of Mechanical Engineering and Robotics Research*, 2020, no. 9(12), pp. 1584-1590
2. Zhang Z. "Modeling and simulation for cross-sectional ovalization of thin-walled tubes in continuous rotary straightening process", *Int. J. of Mechanical Sciences*, 2019, no. 153-154, pp. 83-102
3. Guiding Technical Materials GTM 1.4.1638-90. Structural and technological processing of pipeline communications, production and control of pipes and nozzles. Introduced from 07/01/1991 instead of GTM: 1.4.1638-86, Moscow: NIAT, 1990, 465 p.
4. Chumadin A.S., Zo Hein Win "Calculation of power parameters at rotational compression of pipes", *Scientific Work MATI-RSTU*, 2013, no. 20, pp. 182-185
5. Sosenushkin E.N., Tretyakova E.I. "Field research of stability of pipe preparation at a combination of operations of pressing and expansion", Moscow: Stankoinstrument, 2010, pp. 313-318
6. Demin V.A., Buzhilov A.L. "The distribution of pipe billets by conical punch with cylindrical projection for production of complex parts", *Machine Building Production*, 2010, no. 6, pp. 33-35
7. Xie L., Peng C., Jin L., Shen H. "The analysis of the tool for increase in diameter of preparations", *Machine Building Production*, 2009, no. 11, pp. 25-27
8. Vasechkin M.A., Shakhov S.V., Maslov I.N., Egorov S.V. "Installation for calibration of thin-walled precision pipes", *Journal of Engineering and Applied Sciences*, 2015, no. 10(8), pp. 208-213.
9. Vasechkin M.A., Davydov O.Yu., Kolomenskiy A.B., Egorov S.V. "Calibration of thin-walled precision pipe by transverse compression and expansion using a multisector tool", *Russian Engineering Research*, 2016, vol. 36, no. 5, pp. 366-370.
10. Vasechkin M.A., Davydov O.Yu., Egorov V.G., Egorov S.V., Matveeva E.V. "Increasing the strength of welded thin-walled axisymmetric vessels made of corrosion-resistant steel", *Journal of Physics: Conference Series*, 2020, no. 1515, pp. 032033
11. Vasechkin M.A., Davydov O.Yu., Egorov V.G., Maslov I.N. "Determination of the parameters of sustainable formation during rotational rolling of thin-wall pipes", *Pumps. Turbines. Systems*, 2018, no. 2 (27), pp. 38-46.
12. Vasechkin M.A., Egorov S.V., Kolomenskiy A.B., Chertov E.D. "Temporary tensile strength of welded structures made from domestic and foreign materials", *Bulletin of VSUET (Vestnik VGUIT)*, 2015, no. 4, pp. 61-65.
13. Vasechkin M.A., Davydov O.Yu., Kolomenskiy A.B., Egorov S.V. "Effect of welding and heat treatment regimes on the mechanical properties of various titanium alloy welded joints", *Chemical and Petroleum Engineering*, 2018, no. 54(7-8), pp. 525-530
14. Vasechkin M.A., Davydov O.Yu., Egorov V.G., Egorov S.V. "Static and dynamic strength of annular welded joints of pipeline elements from dissimilar titanium alloys", *Welding (Svarochnoe proizvodstvo)*, 2018, no. 12, pp. 30-35.

Submitted 11.01.2023; revised 16.02.2023

Information about the authors

Sergey V. Egorov, graduate student, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: egorovakvapaskal@mail.ru.

Sergey V. Safonov, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (84 20-letiya Oktyabrya str., Voronezh 394006, Russia), e-mail: swsafonoff@gmail.com

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ РЕВЕРСИВНОГО ПОВЕРХНОСТНОГО ПЛАСТИЧЕСКОГО ДЕФОРМИРОВАНИЯ НА ШЕРОХОВАТОСТЬ УПРОЧНЕННЫХ ДЕТАЛЕЙ

С.А. Зайдес, Х.Х. Нгуен

Иркутский национальный исследовательский технический университет, г. Иркутск, Россия

Аннотация: представлены результаты экспериментальных исследований по определению влияния параметров реверсивного поверхностного пластического деформирования на шероховатость цилиндрических деталей типа валов и осей. Рассмотрено влияние шести основных параметров процесса поверхностного пластического деформирования (ППД): частоты вращения заготовки (n_z), продольной подачи (S_{np}), радиального натяга (t), начального угла установки рабочего ролика (α_n), амплитуда угла реверсивного вращения рабочего ролика (α_p) и реверсивной частоты вращения рабочего ролика (n_p), - на шероховатость поверхности упрочненных деталей при упрочнении стали С45. Для реализации предлагаемого способа отделочно-упрочняющей обработки разработано устройство для образования реверсивного кругового движения рабочего инструмента (РИ), которое устанавливается на токарном станке 1К62. Шероховатость поверхности упрочненных деталей измерена на профилометре Form Talysurf i200. По результатам экспериментальных исследований были определены рациональные режимы упрочнения, обеспечивающие высокие требования к шероховатости поверхности деталей: частота вращения заготовки от 75 до 100 об/мин, продольная подача от 0.075 до 0.1 мм/об, радиальный натяг от 0.07 до 0.08 мм, начальный угол установки РИ 90° , амплитуда угла реверсивного вращения РИ от $\pm 10^\circ$ до $\pm 20^\circ$ и реверсивная частота вращения РИ от 100÷140 дв.ход/мин.

Ключевые слова: реверсивное поверхностное пластическое деформирование, шероховатость поверхности, двухрадиусный ролик, начальный угол установки рабочего инструмента, реверсивная частота вращения

Введение

Качество выпускающей продукции относится к важнейшим задачам машиностроительных отраслей народного хозяйства страны. Надежность изделий машиностроения во многом зависит от качества изготовления отдельных деталей, характеризуемого точностью формы и шероховатостью поверхности [1, 2]. Микронеровности в первую очередь воспринимают силовые, температурные, агрессивные и другие виды воздействия. От величины шероховатости поверхности зависят эксплуатационные свойства деталей машин: появление усталостных трещин, износ поверхностей трения, смятие рабочих поверхностей, коррозионное и эрозионное воздействия, кавитационное разрушение [1, 3].

Шероховатость во многом определяют и физические свойства поверхностей: оптические, акустические, электрические, магнитные. Шероховатость поверхности влияет и на прочность соединений с натягом [4]. Практически нет ни одного эксплуатационного свойства деталей машин, которое в той или иной мере не зависело бы от шероховатости поверхности [2].

Многочисленными исследованиями [2, 5–7] было установлено, что после обработки резанием поверхность имеет хаотичный микрорельеф с выступами и впадинами различной формы и размеров, образующихся из-за неоднородной пластической деформации, скалывания и вырывания частиц обрабатываемого материала из общей его массы.

На практике для повышения качества поверхностного слоя деталей машин обычно используют отделочно-упрочняющую обработку поверхностным пластическим деформированием (ППД), которая позволяет получить более однородную по всем параметрам микрогеометрию, чем любой, даже самый тонкий процесс обработки резанием [2, 8, 9].

В свою очередь, шероховатость поверхности после ППД тоже зависит от целого ряда факторов: способа упрочнения, вида и геометрии рабочего инструмента, параметров процесса, марки обрабатываемого материала, состояния технологического оборудования и др. [10–12]. Для традиционных способов упрочнения к настоящему времени проведены многочисленные исследования, позволившие выявить и обосновать рациональные параметры упрочнения, обеспечивающие получение качественного поверхностного слоя деталей с

минимальной шероховатостью поверхности [13, 14].

В последнее время на смену простых кинематик процессов ППД (вращение заготовки и подача рабочего инструмента) успешно разрабатываются новые процессы, позволяющие усилить напряженное состояние в очаге деформации или сформировать регулярный микрорельеф [1, 15]. Так, в Иркутском национальном техническом университете разработан способ реверсивного ППД, позволяющий повысить интенсивность рабочих напряжений в зоне деформации и остаточных сжимающих напряжений в деталях машин [17]. Предлагаемая более сложная кинематика рабочего инструмента не может не сказаться и на качестве поверхностного слоя и, в частности, на его микрогеометрии.

Цель данной работы заключается в экспериментальном определении влияния параметров реверсивного ППД на основные параметры шероховатости поверхности деталей машин.

Методика и техника выполнения экспериментов

Для определения параметров шероховатости поверхностей упрочненных деталей после реверсивного ППД использовали цилиндрические образцы из среднеуглеродистой стали 45 диаметром 28 мм (рис. 1). Опытные образцы разделены поперечными канавками на 6 одинаковых участков по длине и диаметру, которые упрочняются с использованием разных технологических параметров и режимов обработки. На каждом образце испытывался один параметр ППД с пятью разными режимами упрочнения, что позволяло построить соответствующие графики. Один из шести участков не обрабатывали, и он служил для определения исходной шероховатости поверхности перед ППД.

Для исключения биения обрабатываемой поверхности образец закрепляли в трехкулачковом патроне токарного станка и поджимали задним центром. После этого цилиндрическую поверхность образца диаметром 30 мм протачивали резцом до диаметра 28 мм ($S_{пр} = 0,2$ мм/об, $n_3 = 600$ об/мин, $t = 0,2$ мм), а затем упрочняли реверсивным ППД.

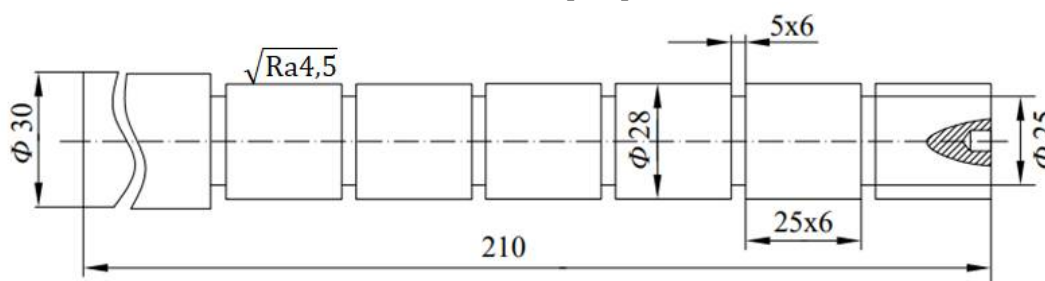


Рис. 1. Образец для экспериментального определения параметров шероховатости поверхности после реверсивного ППД

Устройство для реверсивного ППД

Для реализации предлагаемого способа отделочно-упрочняющей обработки авторами статьи разработано устройство для образования реверсивного кругового движения рабочего инструмента (рис. 2). Устройство содержит рабочий инструмент 1, выполненный в виде двухрадиусного ролика с возможностью реверсивного вращения по амплитуде с реверсивной частотой вращения n_p , шпонку 2, с помощью которой на валу шагового двигателя 3 закреплен рабочий инструмент, шаговый двигатель 3 смонтирован на основании 12, блок управления 4, смонтированный в

электрическом шкафу, в котором находятся кнопка запуска 5, регулятор скорости реверса 6, программируемый контроллер (PLC) 11, экран режимов обработки 8, автоматический выключатель 9 и трансформатор 10. Параметры шагового электродвигателя задаются по управляющей программе при помощи персонального компьютера 7 через блок управления 4.

Устройство работает следующим образом: управляющая программа для шагового двигателя 3, запрограммированная на персональном компьютере 7, загружается в программируемый контроллер (PLC) 11. Запускают систему нажатием кнопки запуска 5,

выбирают режим обработки, используя регулятор скорости реверса *б* и кнопки угла реверса рабочего инструмента. Информация о параметрах рабочего инструмента отражается на экране режимов обработки *8*. Программируемый контроллер (PLC) *11* преобразует команды управляющей программы в управляющие импульсы, подаваемые на обмотки шагового двигателя *3*, который вращается по строго заданной амплитуде угла реверса с заданными параметрами скорости.

При этом рабочий инструмент вращается с заданной управляющей программой движением – реверсивное вращение по амплитуде $\pm \alpha$ с заданной частотой реверсивного вращения. Трансформатор *10* используется для преобразования напряжения переменного тока 220 V в напряжение постоянного тока 15 V , необходимое для программируемого контроллера *11*, а автоматический выключатель *9* служит для защиты электрических цепей от перегрузки или короткого замыкания.

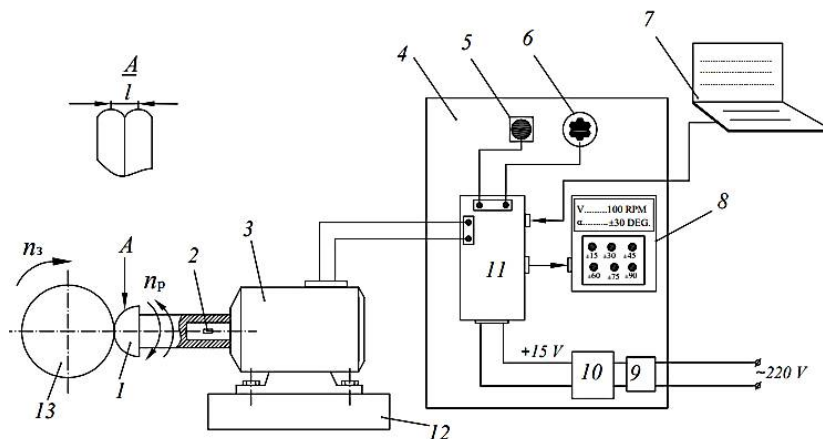


Рис. 2. Принципиальная схема устройства для реверсивного поверхностного пластического деформирования двухрадиусным роликом:

- 1 - рабочий инструмент, 2 – шпонка, 3 - шаговый электродвигатель, 4 – блок управления, 5 – кнопка запуска, 6 - регулятор скорости реверса, 7 - персональный компьютер, 8 - экран режимов обработки, 9 - автоматический выключатель, 10 – трансформатор, 11 - программируемый контроллер, 12 – основание, 13 - заготовка

Экспериментальные исследования проведены на токарном станке *1К62*, где вместо верхней части суппорта устанавливается устройство для создания реверсивного кругового движения двухрадиусного ролика (рис. 3). Геометрические характеристики рабочего инструмента: диаметр рабочего ролика $D_p = 30$

мм, профильный радиус $r_{пр} = 2.5$ мм, расстояние между вершинами рабочего ролика $l = 1.5$ мм; материал – быстрорежущая сталь *SKD-11*. В качестве технологической смазки использовано индустриальное масло *И-40А*, которое широко применяется при обработке деталей ППД.

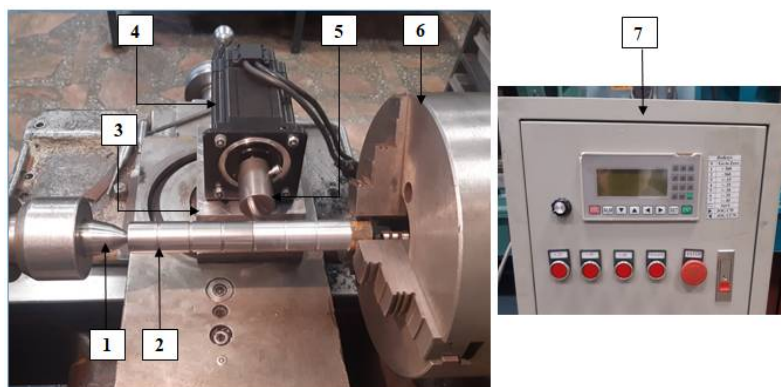


Рис. 3. Общий вид устройства для реверсивного поверхностного пластического деформирования наружных поверхностей цилиндрических деталей на токарном станке *1К62*:

- 1 – задний центр, 2 – обрабатываемый образец, 3– основание, 4 – шаговый электродвигатель, 5 – рабочий инструмент, 6 – трехкулачковый патрон, 7 – панель управления параметрами движения рабочего инструмента

Методика измерения шероховатости

Измерение параметров шероховатости цилиндрической поверхности опытных образцов, подвергающихся реверсивному ППД, проводили с помощью профилометра *Form Talysurf i200* производства компании *Taylor Hobson* (рис. 4). Для измерения шероховатости цилиндрический образец *1* устанавливался в V-образную призму, закрепленную на подложке. Измерительная головка *5* перемещается в соответствии с сигналом ручного управления по поверхности образца *1* для осуществления

измерения. Результаты каждого замера представляются на экране компьютера в виде профилограммы с высотными и шаговыми характеристиками микропрофиля.

Для обеспечения корректности измерения параметры шероховатости каждого участка определили в трех зонах через 120° по окружности. Исходя из результатов средних значений по трем замерам определили зависимость шероховатости упрочненных поверхностей от каждого технологического параметра маятникового ППД, которая отражается в нижепредставленных графиках.

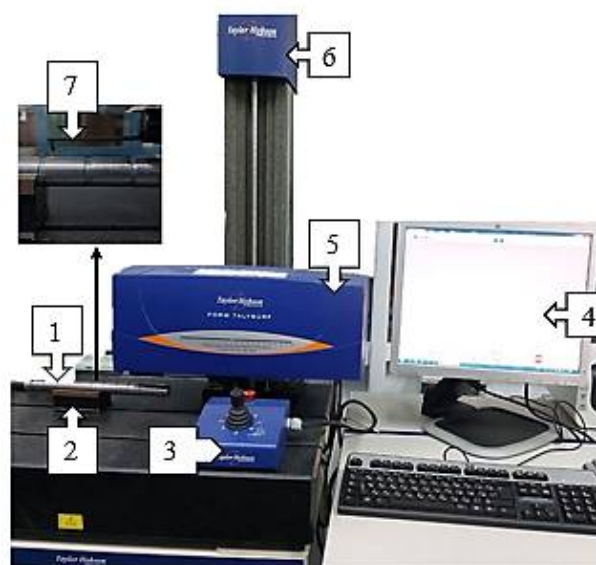


Рис. 4. Измерительный комплекс для определения шероховатости поверхности на профилометре Taylor Hobson Form Talysurf i200:

1 – опытный образец, 2 – V-образная призма с подложкой, 3 – ручное управление измерительной головкой, 4 – персональный компьютер, 5 – измерительная головка, 6 – направляющая по вертикали, 7 – индуктивный датчик

После механической обработки поверхности большинства деталей выглядят блестящими, но на самом деле они не идеально ровные и все еще имеют неровности. Эти шероховатые микронеровности являются результатом пластической деформации слоя материала на поверхности заготовки после процесса упрочнения металла. Шероховатость поверхности обычно оценивают по следующим критериям: среднее арифметическое отклонение профиля Ra , высота неровностей профиля Rz и шаговой параметр S_m .

Для исследования влияния параметров реверсивного поверхностного пластического деформирования на шероховатость

упрочненных деталей рассмотрены 6 параметров технологического процесса – продольная подача ($S_{пр}$), частота вращения заготовки (n_3), радиальный натяг (t), начальный угол установки РИ (α_n), амплитуда угла реверсивного вращения (α_p) и реверсивная частота вращения РИ (n_p).

Результаты экспериментальных исследований

Базовые режимы обработки, которые определены при предварительном упрочнении реверсивным ППД, представлены в таблице.

Базовые режимы реверсивного ППД

$S_{пр}$ (мм/об)	n_3 (об/мин)	t (мм)	α_n (град.)	α_p (град.)	n_p (дв.ход./мин.)
0.075	100	0.075	90	± 15	120

Влияние продольной подачи

На рис. 5 представлено влияние

продольной подачи на параметры шероховатости упрочненных деталей при реверсивном ППД.

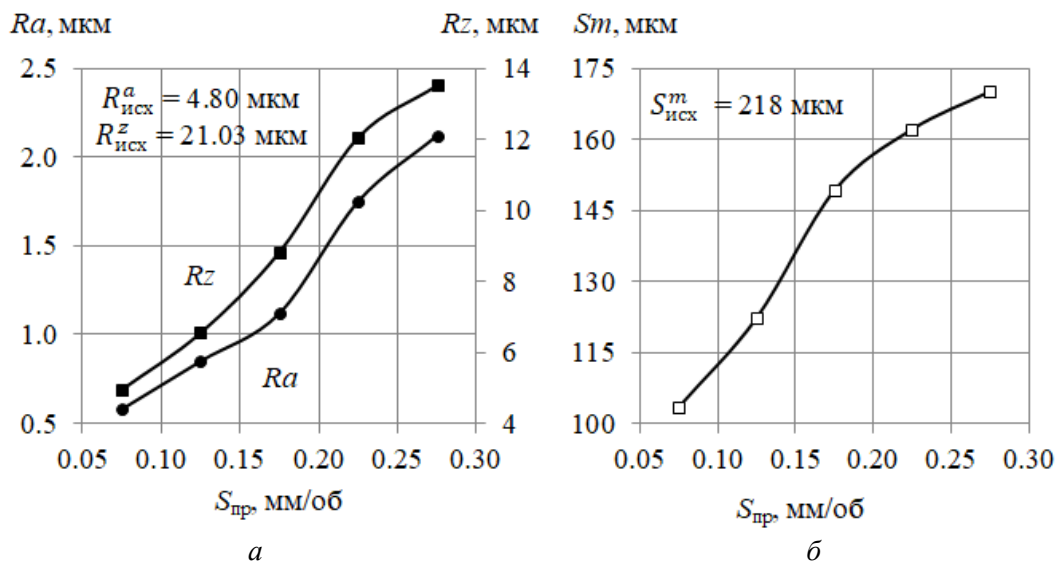


Рис. 5. Влияние продольной подачи на параметры шероховатости Ra , Rz (а) и Sm (б) при упрочнении деталей реверсивным ППД

Анализ экспериментальных результатов на рис. 5 показал, что чем больше величина продольной подачи, тем выше параметры шероховатости. Увеличение продольной подачи от 0.075 до 0.275 мм/об высотные параметры шероховатости Ra , Rz увеличиваются в 2.8÷3.7 раз, а шаговый параметр Sm увеличивается в 1.6 раза. Это объясняется тем, что с увеличением продольной подачи степень перекрытия очагов деформации уменьшается – шероховатость поверхности растет, что способствует образованию частично нового профиля поверхности.

На рис. 6 показаны профилограммы шероховатости одной из исходных

поверхностей и упрочненных поверхностей при разных величинах продольной подачи при реверсивном ППД. В данном случае реверсивное ППД способствует образованию нового микропрофиля на поверхности упрочненных деталей и существенному уменьшению практически всех параметров шероховатости по сравнению с параметрами исходной поверхности.

По сравнению с исходной шероховатостью, после реверсивного ППД параметры шероховатости Ra и Rz уменьшаются в 8,3 и 4,4 раза, соответственно, при этом средний шаг неровности Sm уменьшается в 2,1 раза.

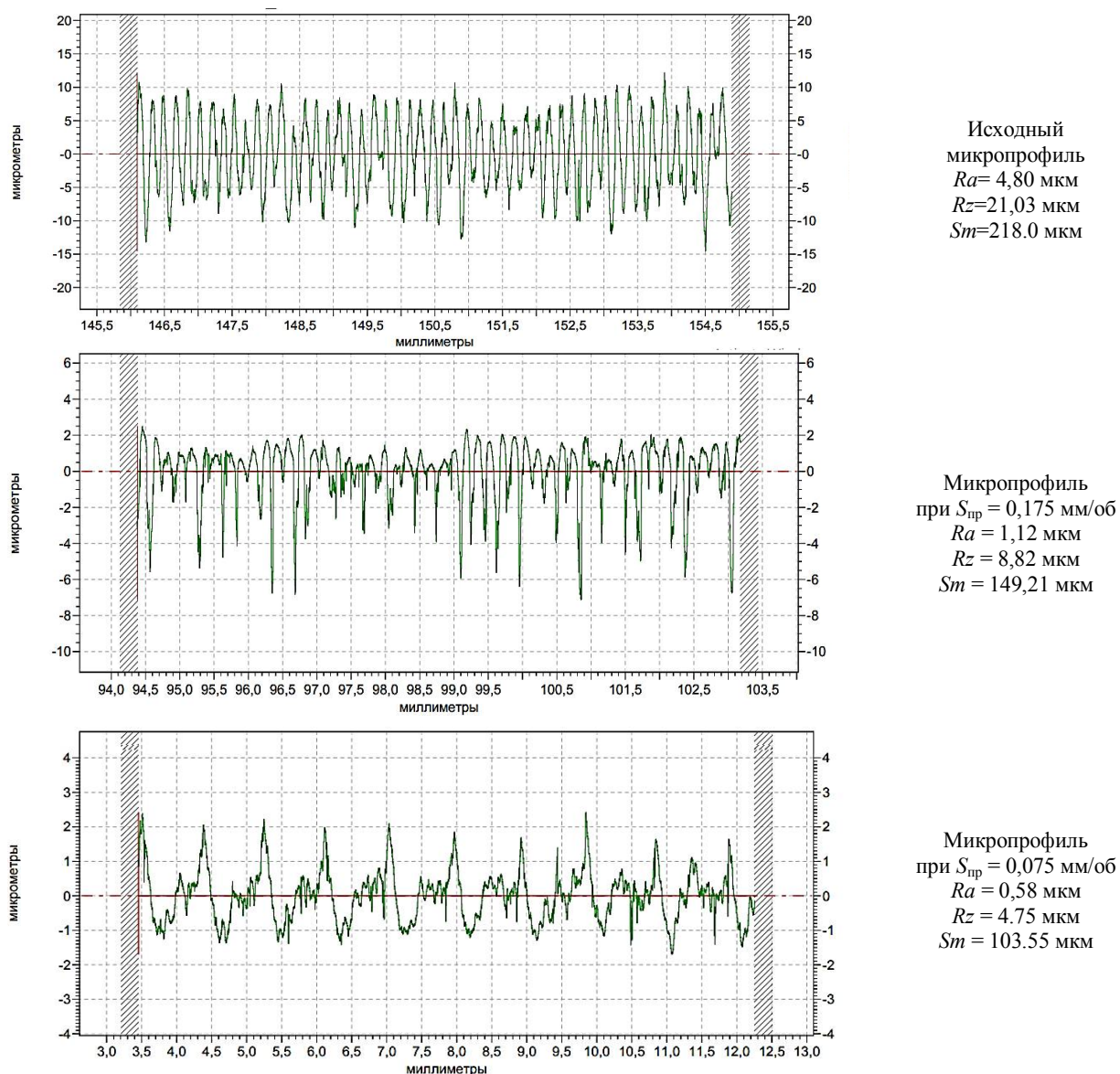


Рис. 6. Профилограммы шероховатости исходной и обработанных поверхностей реверсивным ППД при разных значениях продольной подачи

Влияние частоты вращения заготовки

На рис. 7 представлено влияние частоты вращения заготовки на параметры шероховатости упрочненных деталей при реверсивном ППД.

Из рис. 7 видно, что частота вращения заготовки значительно влияет на параметры шероховатости упрочненных деталей при реверсивном ППД. При увеличении частоты вращения заготовки от 75 до 250 об/мин высотные параметры шероховатости Ra , Rz увеличиваются в 4-6 раз, а шаговой параметр

Sm увеличивается в 2 раза. Следует отметить, что при увеличении частоты вращения заготовки от 75 до 100 об/мин параметры шероховатости Ra , Rz и Sm увеличиваются плавно и незначительно. В этом интервале частоты вращения заготовки происходит практически полное смятие неровностей. Последующее увеличение частоты вращения заготовки приводит к росту скорости локального смятия микрорельефа поверхности, возможно появление вибрации в процессе ППД, что приводит к увеличению шероховатости поверхности.

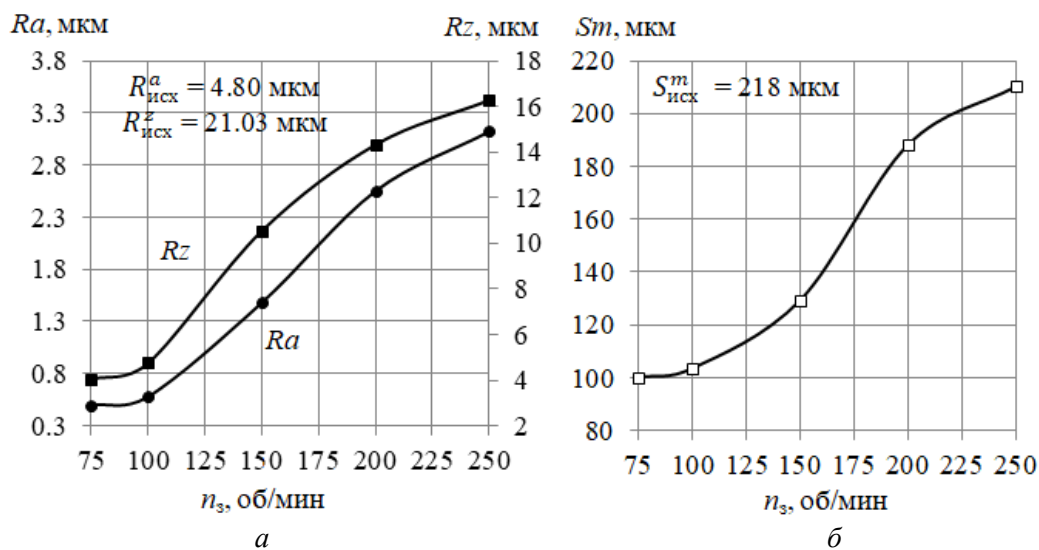


Рис. 7. Влияние частоты вращения заготовки на параметры шероховатости Ra , Rz (а) и Sm (б) при упрочнении деталей реверсивным ППД

Влияние радиального натяга

На рис. 8 представлено влияние радиального натяга на параметры шероховатости упрочненных деталей при реверсивном ППД.

Из рис. 8 видно, что наименьшая шероховатость поверхности после реверсивного ППД обеспечивается при величине радиального натяга $t = 0.07 \div 0.08$ мм, при этом параметры шероховатости Ra и Rz снижаются в 4,5÷8.3 раза, а шаговой параметр Sm в 2.1 раза по сравнению с исходной шероховатостью. Небольшая величина радиального натяга ($t = 0.05$ мм) приводит к неполному деформированию микронеровностей, при этом требуемое удельное давление для полного сглаживания

микронеровностей недостаточно и слишком маленький радиальный натяг приводит к скольжению РИ по обрабатываемой поверхности заготовки и происходит прерывистое деформирование, что приводит к незначительному снижению исходной шероховатости поверхности. При большой величине радиального натяга ($t \geq 0,15$ мм) наблюдается резкий рост удельного давления в очаге деформации, шероховатость при этом растет и возможен перенаклеп, который обычно проявляется в шелушении поверхности и отслаивании частиц металла. Кроме того, большая величина радиального натяга приводит к увеличению вибрации в процессе ППД, которая увеличивает шероховатость поверхности.

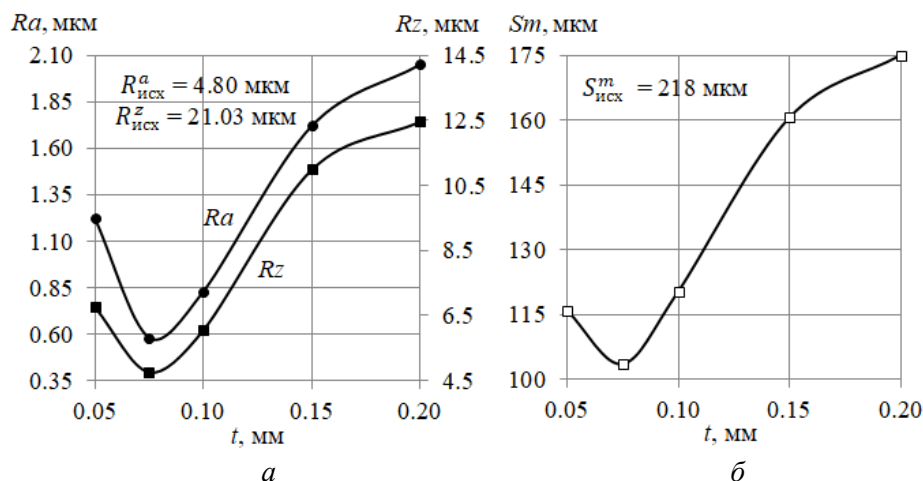


Рис. 8. Влияние радиального натяга на параметры шероховатости Ra , Rz (а) и Sm (б) при упрочнении деталей реверсивным ППД

Влияние начального угла установки рабочего инструмента

Результаты экспериментальных исследований показали, что наименьшая шероховатость упрочненных деталей после

реверсивного ППД достигается при $\alpha_n = 90^\circ$ (рис. 9), а наибольшая при $\alpha_n = 0^\circ$. При увеличении начального угла установки РИ от 0° до 90° высотные параметры шероховатости (Ra и Rz) уменьшаются в 3.4÷5.1 раза, а шаговой параметр Sm в 2 раза.

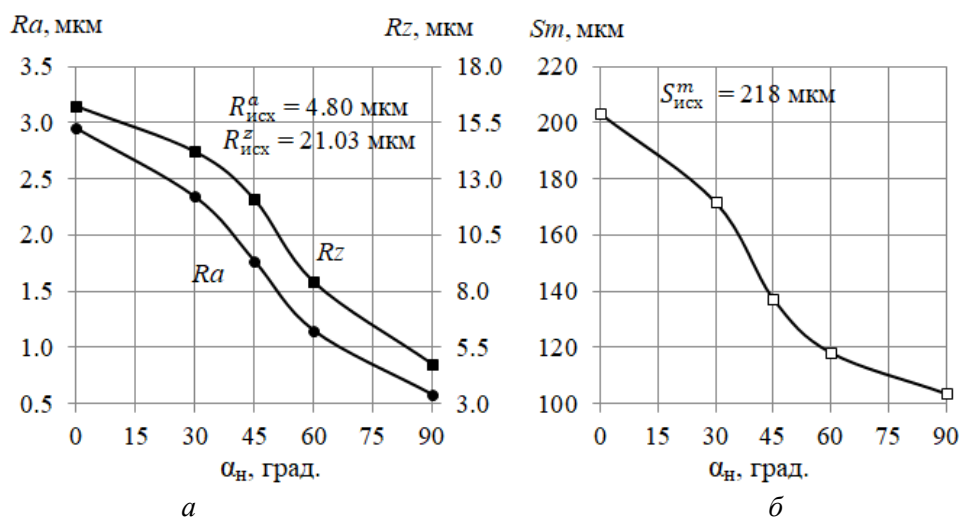


Рис. 9. Влияние начального угла установки рабочего инструмента на параметры шероховатости Ra , Rz (а) и Sm (б) при упрочнении деталей реверсивным ППД

Влияние амплитуды угла реверсивного вращения рабочего инструмента

На рис. 10 представлена зависимость параметров шероховатости упрочненных деталей от амплитуды угла реверсивного вращения РИ, из которого видно, что наименьшая шероховатость упрочненных деталей после реверсивного ППД достигается при $\alpha_p = \pm 10^\circ \div \pm 20^\circ$, а наибольшая при $\alpha_p = 0^\circ$ (в этом случае РИ не совершает реверсивного вращения). Малая величина амплитуды угла реверсивного вращения приводит к уменьшению ориентации большой и малой оси

отпечатка рабочего ролика, что снижает искажение кристаллической структуры материала и при этом снижается деформирующая способность второго профиля рабочего ролика. Кроме того, если $\alpha_p = 0^\circ$, то в процессе упрочнения рабочий ролик будет соприкасаться с поверхностью заготовки в двух точках и оставаться постоянным на протяжении всего процесса. При этом возникает большое трение в зоне контакта РИ с поверхностью заготовки, поэтому рабочий ролик будет быстрее изнашиваться, что приведет к росту шероховатости поверхности.

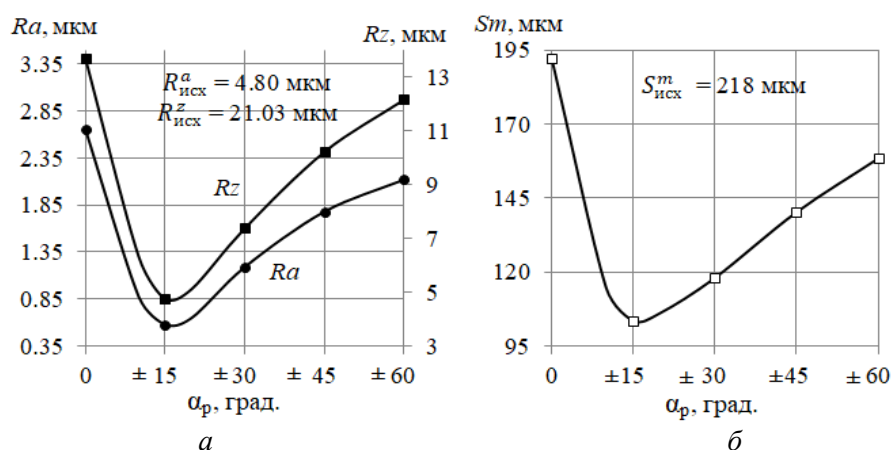


Рис. 10. Влияние амплитуды угла реверсивного вращения РИ на параметры шероховатости Ra , Rz (а) и Sm (б) при упрочнении деталей реверсивным ППД

Влияние реверсивной частоты вращения РИ

Из рис. 11 видно, что влияние реверсивной частоты вращения РИ (n_p) на величину шероховатости поверхности представляет собой неоднозначную зависимость. При изменении n_p от 60 до 120 дв.ход/мин. все исследуемые параметры шероховатости снижаются. Это происходит благодаря пластическому течению металла, при котором происходит сглаживание микронеровностей поверхности. При $n_p > 120$

дв.ход/мин. рассмотренные параметры шероховатости Ra , Rz , Sm растут, причем достаточно интенсивно. На наш взгляд, это связано с перенаклепом и охрупчиванием материала поверхностного слоя. Дело в том, что реверсивное вращение РИ вызывает сдвиговую знакопеременную деформацию локальных объёмов материала, что приводит к исчерпанию запаса пластичности и повреждению поверхностного слоя материала.

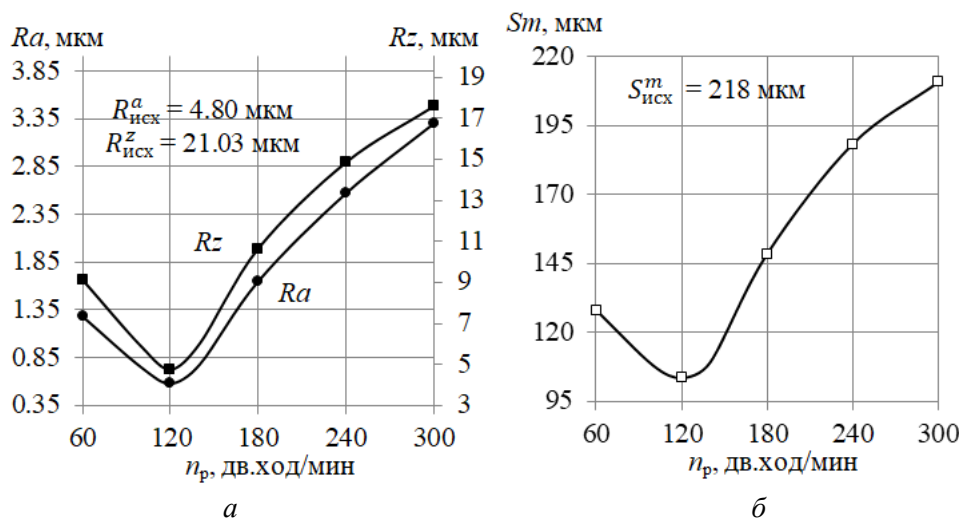


Рис. 11. Влияние реверсивной частоты вращения РИ на параметры шероховатости Ra , Rz (а) и Sm (б) при упрочнении деталей реверсивным ППД

Таким образом, кроме рассматриваемых достоинств реверсивного ППД, представленных в работах [18–20], которые доказаны в результате моделирования, предлагаемый способ ППД оказывает положительное влияние и на шероховатость поверхности упрочненных деталей. Именно выбор рациональных технологических параметров обработки позволяет достичь наименьшую шероховатость поверхности заготовки при реверсивном ППД.

Заключение

Для уменьшения шероховатости поверхности упрочненных деталей необходимо устанавливать следующие режимы упрочнения: частота вращения заготовки от 75 до 100 об/мин, продольная подача от 0.075 до 0.1 мм/об, радиальный натяг от 0.07 до 0.08 мм, начальный угол установки РИ 90° , амплитуда угла реверсивного вращения РИ от $\pm 10^\circ$ до $\pm 20^\circ$

и реверсивная частота вращения РИ от 100÷140 дв.ход/мин.

Литература

1. Способы повышения информационной эффективности профилометрии / С.И. Досько, А.А. Молчанов, С.В. Бушуев, С.К. Руднев // Вестник машиностроения. 2021. № 12. С. 40 – 43.
2. Шнейдер Ю.Г. Регуляризация микрогеометрии поверхностей деталей // Вестник машиностроения. 1991. № 5. С. 12 – 15.
3. Смелянский В.М. Механика упрочнения деталей поверхностным пластическим деформированием. М.: Машиностроение, 2002. 300 с.
4. Одинцов Л.Г. Упрочнение и отделка деталей поверхностным пластическим деформированием. М.: Машиностроение, 1987. 328 с.
5. Лаврентьев А.М. Экспериментальные исследования взаимосвязи конструктивно-технологических параметров деформирующих роликов и заготовки при ротационном обкатывании наружных цилиндрических поверхностей // Современные наукоемкие технологии. 2018. № 12-2. С. 289 – 294.
6. Перспективы применения поверхностного пластического деформирования для снижения шероховатости поверхностей деталей прокатных станов, упрочненных СВС-электродными материалами/ А.В. Макаров, А.П. Титова, А.Н. Афонин, А.Е. Кудряшов, А.А.

Владимиров // Вестник Брянского государственного технического университета. 2020. № 8 (93). С. 4 – 12.

7. Исследование параметров контактного взаимодействия индентора с поверхностью при обработке методами поверхностного пластического деформирования / В.П. Федоров, О.Н. Кириллов, М.Н. Нагоркин, Е.В. Ковалева // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2020. Т.16. № 3. С. 110 – 119.

8. Блюменштейн В.Ю. Инновационные технологии отделочно-упрочняющей обработки поверхностным пластическим деформированием в транспортном комплексе. Научные технологии в машиностроении. 2019. № 8(98). С. 16–24.

9. Григорьев С.Н., Кропоткина Е.Ю. Выбор оптимального способа поверхностного пластического деформирования // Вестник «СТАНКИН». 2012. № 2. С.144–147.

10. Блюменштейн В.Ю., Кукареко В.А. Структурные превращения в поверхностном слое при обработке мультисферическим деформирующим инструментом // Обработка металлов (технология, оборудование, инструменты). 2018. Т.20. № 2. С. 75 – 86.

11. Удалов С.В., Демкин Н.Б. Моделирование контактного взаимодействия поверхностей с учетом эффекта взаимного влияния поверхностных неровностей, имеющих волнистость цилиндрической формы // Трение и смазка в машинах и механизмах. 2007. № 9. С. 7 – 11.

12. Гуров Р.В. Формирование качества поверхностного слоя при отделочных и отделочно-упрочняющих режимах отделочно-упрочняющей обработки поверхностным пластическим деформированием // Вестник Брянского государственного технического университета. 2011. № 3(31). С. 67–73.

13. Справочник по процессам поверхностного пластического деформирования. Т. 2: монография / под ред. С.А. Зайдеса. Иркутск: Изд-во ИРНИТУ, 2022. 584 с.

14. Сулов А.Г. Технологическое обеспечение и повышение эксплуатационных свойств деталей машин обработкой пластическим деформированием // Справочник. Инженерный журнал. 2003. №8. С. 8 – 13.

15. Зайдес С.А., Фам Ван Ань. Влияние основных параметров орбитального выглаживания на шероховатость упрочненных поверхностей // Технология металлов. 2021. № 3. С. 7 – 13.

16. Зайдес С.А., Нгуен Ван Хинь. Влияние параметров осциллирующего выглаживания на образование регулярного микрорельефа поверхностного слоя // Упрочняющие технологии и покрытия. 2017. № 12 (156). С. 547 – 553.

17. Пат. РФ 2758713. Способ поверхностного пластического деформирования наружных поверхностей тел вращения/ Зайдес С.А., Нгуен Х.Х. Заявл.14.01.2021, опубл. 01.11.2021.

18. Зайдес С.А., Нгуен Хыу Хай. Влияние кинематики тороидального ролика на напряженно-деформированное состояние при поверхностном пластическом деформировании // Металлообработка. 2022. № 2 (128). С. 40 – 48.

19. Зайдес С.А., Нгуен Хыу Хай. Влияние кинематики тороидального инструмента на остаточное напряженно-деформированное состояние поверхностного слоя деталей машин // Известия высших учебных заведений. Машиностроение. 2022. № 7 (748). С. 33 – 41.

20. Зайдес С.А., Нгуен Х.Х. Влияние основных параметров реверсивного поверхностного пластического деформирования на напряженно-деформированное состояние цилиндрических деталей // Системы. Методы. Технологии. 2022. № 3 (55). С. 7 – 15.

Поступила 23.12.2022; принята к публикации 16.02.2023

Информация об авторах

Зайдес Семен Азикович – д-р техн. наук, профессор кафедры материаловедения, сварочных и аддитивных технологий, Иркутский национальный исследовательский технический университет (664074, Иркутск, Россия, ул. Лермонтова, д. 83), e-mail: zsa@istu.edu, тел. +7(3952) 405079, ORCID: <https://0000-0001-9416-7749>.

Нгуен Хыу Хай – аспирант кафедры материаловедения, сварочных и аддитивных технологий, Иркутский национальный исследовательский технический университет (664074, Иркутск, Россия, ул. Лермонтова, д. 83), e-mail: nquan6799@gmail.com, тел. 89500893877, ORCID: <https://0000-0001-7909-385X>.

INFLUENCE OF PARAMETERS OF REVERSIBLE SURFACE PLASTIC DEFORMATION ON THE HARDENED PARTS ROUGHNESS

S.A. Zaides, H.H. Nguyen

Irkutsk National Research Technical University, Irkutsk, Russia

Abstract: the article presents the results of experimental studies to determine the influence of the parameters of reversible surface plastic deformation on the roughness of cylindrical parts such as shafts and axles. The influence of 6 main parameters of the SPD process is considered: the frequency of workpiece rotation (n_r), longitudinal feed (S_{pr}), radial interference (t), the initial installation angle of the working roller (α_n), the amplitude of the angle of working roller reverse rotation (α_r) and the reverse rotational speed of the working roller (n_r) on the surface roughness of hardened parts during hardening of C45 steel. To implement the proposed method of finishing and hardening processing, a device for the formation of a reverse circular movement of the working tool (WT), which is installed on a *IK62* lathe was developed. The surface roughness of hardened parts was measured on a Form Talysurf i200 profilometer. Based on the results of experimental studies, rational hardening modes that provide high requirements for the surface roughness of parts were determined: the workpiece rotation frequency is from 75 to 100 rpm, the longitudinal feed is from 0.075 to 0.1 mm/turnover, the radial interference is

from 0.07 to 0.08 mm, the initial installation angle $\text{RI } 90^\circ$, amplitude of WT reverse rotation angle from $\pm 10^\circ$ to $\pm 20^\circ$ and reverse WT rotation frequency from 100=140 up and down strokes/min

Key words: reversible surface plastic deformation, surface roughness, two-radius roller, initial angle of the working tool, reversible rotation speed

References

1. Dosko S.I., Molchanov A.A., Bushuev S.V., Rudnev S.K. "Ways to improve the information efficiency of profilometry", *Bulletin of mechanical engineering (Vestnik mashinostroeniya)*, 2021, no. 12, pp. 40-43.
2. Shneider Yu.G. "Regularization of the microgeometry of parts surfaces", *Bulletin of mechanical engineering (Vestnik mashinostroeniya)*, 1991, no. 5, pp. 12-15.
3. Smelyansky V.M. "Mechanics of hardening of parts by surface plastic deformation", Moscow: Mashinostroenie, 2002, 300 p.
4. Odintsov L.G. "Hardening and finishing of parts by surface plastic deformation", Moscow, *Mashinostroenie*, 1987, 328 p.
5. Lavrentiev A.M. "Experimental studies of the relationship of structural and technological parameters of deforming rollers and workpieces during rotational rolling of external cylindrical surfaces", *Modern science-intensive technologies (Sovremennyye naukoemkiye tekhnologii)*, 2018, no. 12-2, pp. 289-294.
6. Makarov A.V., Titova A.P., Afonin A.N., Kudryashov A.E., Vladimirov A.A. "Prospects for the use of surface plastic deformation to reduce the surface roughness of parts of rolling mills hardened with SHS-electrode materials", *The Bulletin of Bryansk State Technical University (Vestnik Bryanskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2020, no. 8 (93), pp. 4-12.
7. Fedorov V.P., Kirillov O.N., Nagorkin M.N., Kovaleva E.V. "Investigation of the parameters of the contact interaction of the indenter with the surface during processing by methods of surface plastic deformation", *Bulletin of the Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta)*, 2020, vol. 16, no. 3, pp. 110-119.
8. Blumenshtein V.Yu. "Innovative technologies of finishing and hardening treatment by surface plastic deformation in the transport complex", *Science-intensive technologies in mechanical engineering (Naukoemkiye tekhnologii v mashinostroyenii)*, 2019, no. 8 (98), pp. 16-24.
9. Grigoriev S.N., Kropotkina E.Yu. "Choice of the optimal method of surface plastic deformation", *The Bulletin of MSTU "STANKIN" (Vestnik MGTU "Stankin")*, 2012, no. 2, pp.144-147.
10. Blumenshtein V.Yu., Kukareko V.A. "Structural transformations in the surface layer during processing with a multi-radius deforming tool", *Processing of metals (technology, equipment, tools) (Obработка металлов (tehnologiya, oborudovaniye, instrumenty))*, 2018, vol. 20, no. 2, pp. 75-86.
11. Udalov S.V., Demkin N.B. "Modeling of contact interaction of surfaces taking into account the effect of mutual influence of surface irregularities with cylindrical waviness", *Friction and lubrication in machines and mechanisms (Treniye i smazka v mashinakh i mekhanizмах)*, 2007, no. 9, pp. 7-11.
12. Gurov R.V. "Formation of the quality of the surface layer during finishing and finishing-hardening modes of finishing-hardening treatment by surface plastic deformation", *The Bulletin of the Bryansk State Technical University (Vestnik Bryanskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2011, no. 3(31), pp. 67-73.
13. Handbook of Surface Plastic Deformation Processes, vol. 2, ed. by S.A. Zaides, Irkutsk: Izdatel'stvo IRNITU, 2022, 584 p.
14. Suslov A.G. "Technological support and improvement of operational properties of machine parts by processing by plastic deformation", *Spravochnik. Engineering Journal (Spravochnik. Inzhenernyy zhurnal)*, 2003, no. 8, pp. 8-13.
15. Zaydes S.A., Pham Van Anh. "Influence of the main parameters of orbital burnishing on the roughness of hardened surfaces", *Technology of Metals (Tekhnologiya metallov)*, 2021, no. 3, pp. 7-13.
16. Zaides S.A., Nguyen Van Hinh. "Influence of oscillating burnishing parameters on the formation of a regular microrelief of the surface layer", *Strengthening technologies and coatings (Uprochnyayushchiye tekhnologii i pokrytiya)*, 2017, no. 12 (156), pp. 547-553.
17. Zaides S.A., Nguyen H.H. "The method of surface plastic deformation of the outer surfaces of bodies of revolution", patent of RF no. 2758713, 2021.
18. Zaides S.A., Nguyen H.H. "Influence of the kinematics of a toroidal roller on the stress-strain state during surface plastic deformation", *Metalworking (Metalloobrabotka)*, 2022, no. 2 (128), pp. 40-48.
19. Zaides S.A., Nguyen H.H. "Influence of the kinematics of a toroidal tool on the residual stress-strain state of the surface layer of machine parts", *News of higher educational institutions. Engineering (Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy)*, 2022, no. 7 (748), pp. 33-41.
20. Zaides S.A., Nguyen H.H. "Influence of the main parameters of reverse surface plastic deformation on the stress-strain state of cylindrical parts", *Systems. Methods. Technology (Sistemy. Metody. Tekhnologii)*, 2022, no. 3 (55), pp. 7-15.

Submitted 23.12.2022; revised 16.02.2023

Information about the authors

Semen A. Zaides, Dr. Sc. (Technical), Professor, Irkutsk National Research Technical University (83 Lermontova str., Irkutsk 664074, Russia), e-mail: zsa@istu.edu, tel. +7(3952) 405079. ORCID: 0000-0001-9416-7749.

Huu H. Nguyen, graduate student, Irkutsk National Research Technical University (83 Lermontova str., Irkutsk 664074, Russia), e-mail: nq uan6799@gmail.com, tel. +79500893877. ORCID: 0000-0001-7909-385X.