

## СОДЕРЖАНИЕ

### Информатика, вычислительная техника и управление

Обобщенная логико-вероятностная модель функционирования системы обеспечения ракетно-космического комплекса Д.Г. Пантенков, В.И. Великоиваненко, В.П. Литвиненко.....	7
Контурное управление трехкоординатным манипулятором с асинхронными исполнительными приводами В.А. Медведев.....	15
Методика управления антифрод-системой в логистической отрасли на основе байесовского классификатора Д.В. Романов, А.А. Рындин, Ю.С. Скворцов.....	23
Многометодный подход к управлению сложными объектами на основе комплексирования процедур численной оптимизации методами компьютерного моделирования Б.Н. Тишуков, Я.Е. Львович, Д.В. Иванов, Э.И. Воробьев, А.В. Мандрыкин.....	33
Анализ динамических свойств солнечных батарей для космических аппаратов А.К. Тищенко, Е.М. Васильев, А.О. Тищенко.....	39

### Радиотехника и связь

Телекоммуникационный ресурс инфотелекоммуникационной сети метеорной связи Арктики России В.И. Дорошенко, Ю.Г. Ксенофонтов, И.Л. Скрипник.....	45
Исследование возможности пеленгования корреляционным интерферометром источников сигналов, расположенных в области Френеля А.В. Ашихмин, И.Б. Крыжко, А.Б. Токарев, А.А. Фатеев.....	55
Проектирование и реализация нейросетевого кодирования и декодирования А.В. Башкиров, Д.А. Пухов, И.В. Свиридова, М.В. Хорошайлова.....	64
Моделирование и проектирование разделительных фильтров для высококачественных акустических систем А.С. Бадаев, И.В. Остроумов, В.А. Ларечнев, Д.В. Гринь.....	72
Разработка корректирующих кодов с повышенной эффективностью для систем с обратной связью и комбинированным запросом Б.В. Матвеев, В.А. Серeda, Д.А. Максимов.....	81
Цифровая статистическая имитационная модель процесса обработки сигналов в навигационной аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем Д.Г. Пантенков, В.П. Литвиненко.....	87
Анализ надежности гибридной радиооптической системы связи с ретранслятором Р.П. Краснов, А.В. Бобровников.....	100
Устройство выявления зон уверенного приема служебных радиостанций вблизи высоковольтных линий электропередач С.В. Бирюков, А.В. Тюкин.....	108
Применение Марковских цепей при реализации внешней памяти (ЕМ) в стохастическом декодировании LDPC-кодов И.В. Свиридова.....	117

**Машиностроение и машиноведение**

Разработка математической модели тепловых процессов высокочастотной обработки полимерных материалов <b>Д.В. Буторин, Н.Г. Филиппенко, А.А. Александров.....</b>	<b>122</b>
Формирование траектории перемещения режущего инструмента в САМ-системе при автоматизированном проектировании фрезерной обработки сложнопрофильной детали <b>О.И. Попова, А.В. Демидов, М.И. Попова, В.П. Чумарный, А.В. Грошев.....</b>	<b>132</b>
Поиск оптимальной геометрии образцов для определения предельных деформаций разрушения в условиях плоской деформации <b>В.В. Елисеев, Л.В. Хливненко, А.М. Гольцев, Н.С. Переславцева.....</b>	<b>138</b>
Влияние пространственной ориентации абразивного зерна на его взаимодействие с обрабатываемой поверхностью <b>А.М. Козлов, А.А. Козлов.....</b>	<b>144</b>
Влияние контактной жесткости на точность шарико-винтовой пары привода на базе унифицированных модулей <b>А.Г. Федуков, А.В. Хандожко.....</b>	<b>149</b>

CONTENTS

**Informatics, computer engineering and control**

Generalized logic and probability model of functioning of the system of support of the rocket and space complex <b>D.G. Pantenkov, V.I. Velikoivanenko, V.P. Litvinenko.....</b>	<b>7</b>
Contour control of three-coordinate manipulator with asynchronous executive drives <b>V.A. Medvedev.....</b>	<b>15</b>
Control methodology of the antifraud system in logistics based on the bayes classifier <b>D.V. Romanov, A.A. Ryndin, Yu.S. Skvortsov.....</b>	<b>23</b>
Multi-method approach to complex objects management based on complexing procedures of numerical optimization by computer modeling methods <b>B.N. Tishukov, Ya.E. L’vovich, D.V. Ivanov, E.I. Vorob’yev, A.V. Mandrykin.....</b>	<b>33</b>
Dynamic properties analysis of solar batteries for space vehicles <b>A.K. Tishchenko, E.M. Vasil’ev, A.O. Tishchenko.....</b>	<b>39</b>

**Radio engineering and communication**

Telecommunication resource of the information-telecommunication network of the Arctic meteor communication of Russia <b>V.I. Doroshenko, Yu.G. Ksenofontov, I.L. Skripnik.....</b>	<b>45</b>
Research of possibility of directing by correlation interferometer of sources of signals located in the Fresnel field <b>A.V. Ashikhmin, I.B. Kryzhko, A.B. Tokarev, A.A. Fateev.....</b>	<b>55</b>
Design and implementation of neural network encoding and decoding <b>A.V. Bashkirov, D.A. Pukhov, I.V. Sviridova, M.V. Khoroshailova.....</b>	<b>64</b>
Modelling and designing separation filters for high-quality acoustic systems <b>A.S. Badaev, I.V. Ostroumov, V.A. Larechnev, D.V. Grin’.....</b>	<b>72</b>
Development of corrective codes with high efficiency for information transmission systems with feedback <b>B.V. Matveev, V.A. Sereda, D.A. Maksimov.....</b>	<b>81</b>
Digital statistical simulation model of signal processing in navigation equipment of consumers of satellite radio navigation systems <b>D.G. Pantenkov, V.P. Litvinenko.....</b>	<b>87</b>
Reliability analysis of a hybrid radio-optical communication system with a relay <b>R.P. Krasnov, A.V. Bobrovnikov.....</b>	<b>100</b>
Device for detecting zones of confident reception of service radio stations near high voltage power lines <b>S.V. Biryukov, A.V. Tyukin.....</b>	<b>108</b>
Application of Markov chains in implementation of external memory (EM) in stochastic decoding of LDPC codes <b>I.V. Sviridova.....</b>	<b>117</b>

**Mechanical engineering and science of machines**

Development of a mathematical model of thermal processes of high-frequency processing of polymeric materials <b>D.V. Butorin, N.G. Filippenko, A.A. Aleksandrov.....</b>	<b>122</b>
Formation of a trajectory for moving a cutting tool in a CAM system at automated design of a milling processing of a complex profile <b>O.I. Popova, A.V. Demidov, M.I. Popova, V.P. Chumarnyy, A.V. Groshev.....</b>	<b>132</b>
Searching of optimal specimen geometry for determination of limit fracture strain in conditions of plane strain <b>V.V. Eliseev, L.V. Khlivnenko, A.M. Gol'tsev, N.S. Pereslavl'tseva.....</b>	<b>138</b>
Influence of spatial orientation of abrasive grain on its interaction with the treated surface <b>A.M. Kozlov, A.A. Kozlov .....</b>	<b>144</b>
Influence of contact stiffness on the accuracy of the ball-screw drive pair on the basis of unified modules <b>A.G. Fedukov, A.V. Khandozhko.....</b>	<b>149</b>

## *Информатика, вычислительная техника и управление*

DOI 10.25987/VSTU.2020.16.1.001

УДК 621-391

### **ОБОБЩЕННАЯ ЛОГИКО-ВЕРОЯТНОСТНАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА**

**Д.Г. Пантенков<sup>1</sup>, В.И. Великоиваненко<sup>2</sup>, В.П. Литвиненко<sup>3</sup>**

<sup>1</sup>Акционерное общество «Кронштадт», г. Москва, Россия

<sup>2</sup>Федеральное государственное унитарное предприятие «Центральный научно-исследовательский институт машиностроения», г. Королёв, Россия

<sup>3</sup>Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

**Аннотация:** при исследовании вопросов обеспечения безопасности и предупреждения происшествий на ракетно-космическом комплексе (РКК) необходимо учитывать основные особенности их функционирования, которые заключаются в обязательном учете свойств обслуживающего персонала, собственно технических средств РКК и окружающей природной среды. Особенностью функционирования системы “персонал-РКК-среда” является наличие большого количества информационных связей, которые характеризуют ее информационную работоспособность. Разработана обобщенная логико-вероятностная модель функционирования системы обеспечения безопасности (СОБ) РКК. Данная модель представляет собой ориентированный граф переходов из различных организационно-технических состояний СОБ и отличается от известных моделей возможностью получения как априорных, так и апостериорных оценок уровней безопасности РКК путем последовательного решения четырех взаимосвязанных задач: обнаружения (контроля), распознавания (идентификации), локализации и парирования возникающих нештатных ситуаций (НШС). Предложенная модель функционирования СОБ по сравнению с известными моделями обладает следующими преимуществами: инвариантна к разнообразию возможных НШС и их комбинаций; к принципам и способам схемотехнических решений построения конкретных СОБ для элементов РКК (эргатических, автоматических, комбинированных); к возможностям способов, методов и средств по обеспечению безопасности РКК

**Ключевые слова:** система обеспечения безопасности, качество, надежность, персонал – ракетно-космический комплекс – среда, нештатные ситуации

#### **Введение**

Особенностью космической деятельности является использование уникального оборудования, дорогостоящих образцов космической техники (КТ), объектов космической инфраструктуры, технологий и материалов для решения задач национальной космической политики. Дальнейшее развитие и совершенствование космических систем (комплексов) (КС, КК) военного, двойного и социально-экономического назначения характеризуется увеличением количества и сложности решаемых задач в интересах специальных Заказчиков, научных и социально-экономических программ гражданских потребителей результатов космической деятельности, а также в интересах международного сотрудничества и представления различного рода коммерческих космических услуг.

Используемые образцы КТ, объекты космической инфраструктуры, космические технологии содержат потенциальные источники опасно-

стей, которые представляют угрозу обслуживающему КТ персоналу и населению в местах ее производства, размещения, испытаний и эксплуатации; собственнику КТ и потребителю результатов космической деятельности, а также оказывают глобальное воздействие на окружающую природную среду [1-3].

К настоящему времени отечественными предприятиями и организациями, участвующими в создании (модернизации) и эксплуатации образцов КТ и объектов космической инфраструктуры, накоплен значительный опыт в обеспечении безопасности КТ и используемых при этом космических технологий, материалов и услуг. Достигнуты достаточно высокие показатели безаварийности отдельных образцов КТ, технологической дисциплины и безопасности пилотируемых космических полетов [4-7].

Обеспечение безопасности космической деятельности базируется на выполнении требований нормативно-технических документов, регламентирующих порядок и обязанности должностных лиц и организаций по обеспечению безопасности при создании и эксплуатации КТ.

Однако, несмотря на достигнутые успехи, проблема обеспечения безопасности космической деятельности до настоящего времени не решена в полной мере, действующие ранее нормативно-технические и методические документы утратили юридическую силу. В частности, деятельность по обеспечению безопасности была ориентирована, в основном, на выполнение требований безопасности обслуживающего персонала и экипажей пилотируемых космических объектов. При этом ранее не предусматривались необходимые меры по защите окружающей природной среды, не учитывались в полной мере интересы собственника КТ, а также потребителей результатов космической деятельности [6-15].

### **Обобщенная логико-вероятностная модель функционирования системы обеспечения ракетно-космического комплекса**

В общем случае поток нештатных ситуаций, возникающий в эргодической системе “персонал – ракетно-космический комплекс – среда”, представляет некоторой случайный процесс  $\xi(t)$ , который можно рассматривать как обобщенный возмущающий фактор. Как показывает практика испытаний и эксплуатации основных элементов РКК (космический аппарат, ракета-носитель, разгонный блок), НШС в системе “персонал–РКК–среда” могут неоднократно возникать и парироваться. В противном случае возникают предпосылки перехода системы в более опасные состояния и, в конечном итоге, приводят к происшествиям (несчастным случаям, поломкам, авариям и катастрофам). Эти предпосылки обусловлены характером, скоростью развития НШС, внешними воздействующими факторами, а также возможностями способов и средств обнаружения, распознавания, локализации и парирования НШС. Следовательно, эффективность функционирования системы обеспечения безопасности существенным образом зависит от качества решения задач по обнаружению, распознаванию, локализации и парированию НШС. Качество решения указанных задач, в свою очередь, зависит от принципов функционирования СОБ и определяется

возможностями обслуживающего персонала (его квалификацией) и эффективностью автоматических средств СОБ.

В результате необходимые и достаточные условия по обеспечению безопасности либо выполняются, либо нарушаются и являются причинами происшествий. Таким образом, для оценки обобщенных параметров персонала, элементов РКК и окружающей природной среды необходима некоторая логико-вероятностная модель функционирования СОБ.

Введем множество состояний СОБ  $S = \{S_0, S_p, S_l, S_n\} \in R^n$ , характеризующее процессы решения задач обнаружения  $S_0$ , распознавания  $S_p$ , локализации  $S_l$  и парирования  $S_n$  при возникновении НШС в системе “персонал-РКК-среда”. Этим состояниям сопоставим вероятности, определяющие случайные события, возникающие в СОБ, которые приведены в табл. 1. Введенные состояния и факторы, влияющие на переходы из одного состояния в другое, позволяют построить формальную сетевую структуру ориентированного типа по выполнению условий обеспечения безопасности. При этом будем полагать, что независимо от разнообразия физико-химической сущности некоторая типовая НШС, характерная для рассматриваемого этапа эксплуатации РКК, может возникнуть в любой произвольный момент времени на интервале  $t \in [t_0, T_f]$ . Следовательно, в общем случае сетевая структура СОБ будет представлять собой ориентированный граф с множеством узлов  $s \in S$ , соответствующих возможным ситуациям, и множеством связанных ребер,  $k \in K$  характеризующих вероятности смены состояний.

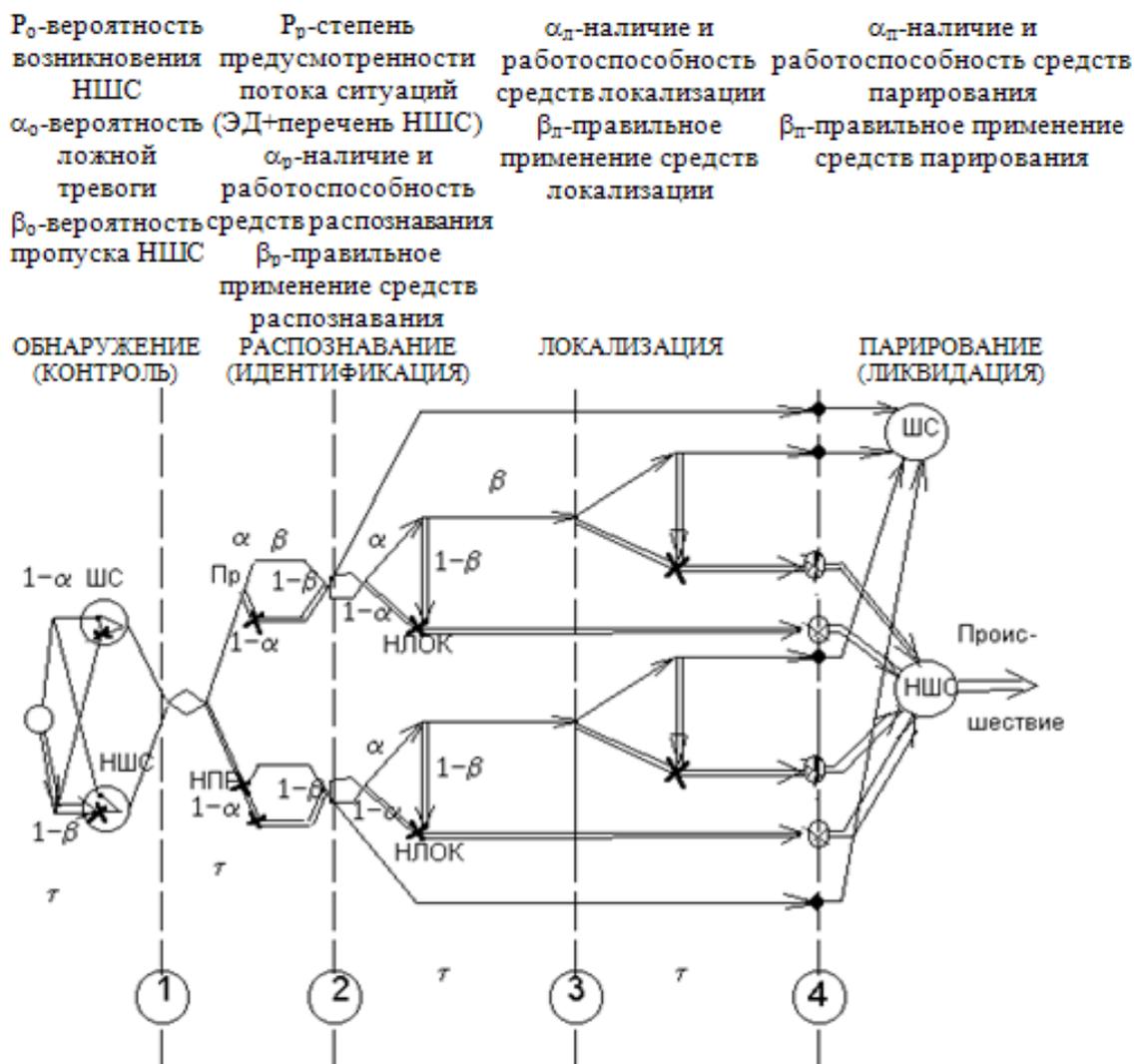
Исходя из физических соображений и определений процессов обнаружения, распознавания, локализации и парирования, возникающие НШС в системе “персонал-РКК-среда” могут быть обнаруженными и не обнаруженными, предусмотренными и непредусмотренными, локализуемыми и нелокализуемыми, парируемыми и непарируемыми.

Поэтому обобщенная логико-вероятностная модель функционирования СОБ, построенная в виде ориентированного графа, имеет вид, представленный на рис. 1.

Таблица 1

Вероятности, определяющие случайные события

№	Решаемая задача по обеспечению безопасности	Состояние СОБ	Характеристики, влияющие на смену состояния	Резервы времени
1.	Обнаружение (контроль) НШС	$S_0$	$p_0$ -вероятность обнаружения НШС $\alpha_0$ -вероятность ложной тревоги $\beta_0$ -вероятность пропуска НШС	$\tau_{обн}$
2.	Распознавание (идентификация) НШС	$S_p$	$p_p$ -вероятность возникновения НШС $\alpha_p$ - наличие и работоспособность средств распознавания $\beta_p$ - правильное применение средств распознавания	$\tau_{расп}$
3.	Локализация НШС	$S_l$	$\alpha_l$ - наличие и работоспособность средств локализации $\beta_l$ - правильное применение средств локализации	$\tau_{лок}$
4.	Парирование (ликвидация) НШС)	$S_n$	$\alpha_n$ - наличие и работоспособность средств парирования $\beta_n$ - правильное применение средств парирования	$\tau_{пар}$



Логико-вероятностная модель в виде графа

Разработанная модель функционирования СОБ позволяет оценивать штатное состояние системы, характеризующееся кортежем состояний  $\langle S_1, S_2, S_3, S_8 \rangle$ . Преимуществом данной модели функционирования СОБ по сравнению с известными логико-вероятностными моделями является инвариантность: по отношению к разнообразию возможных НШС и их комбинаций; к принципам и способам схмотехнических решений конкретных СОБ для элементов РКК эргодических, автоматических, комбинированных; к возможностям применяемых способов и средств обеспечения безопасности. Кроме того, эта модель позволяет использовать разнообразный математический аппарат для получения как априорных, так и апостериорных оценок уровней безопасности конкретных типов РКК.

Так, для оценки вероятностей обеспечения безопасности и рисков, связанных с возможными происшествиями, в зависимости от наличия и объема априорной информации могут исполь-

зоваться методы теории нечетких множеств [1-3], теории графов и фреймов [5-6], теории Марковских процессов [7-15], теории игр.

*Обозначения:*

- – штатное состояние;
- x – нештатное состояние;
- $\Rightarrow$  – критический путь.

Одним из возможных путей оценки вероятности обеспечения или нарушения условий безопасности по кортежам состояний  $\langle S_1, S_2, S_3, S_8 \rangle$  и  $\langle S_4, S_5, S_6, S_7 \rangle$  в процессе решения задач обнаружения, распознавания, локализации и парирования НШС являются методы анализа сложных сетевых структур [16-18]. Применяя метод индексации совместно с принципом включения-исключения к направленному графу на рисунке, получим выражения для расчета вероятностей соответствующих состояний с учетом возможностей решаемых задач по обеспечения безопасности (см. табл. 2).

Таблица 2

Выражения для расчета вероятностей соответствующих состояний с учетом возможностей решаемых задач по обеспечения безопасности

Результат функционирования	Состояние СОБ	Расчетное соотношение	Классификация ситуаций
Штатное состояние (обеспечение безопасности)	S <sub>1</sub>	$d'_o \cdot p_p \cdot \alpha'_p \cdot \beta'_p$	Предусмотренная, распознанная
	S <sub>2</sub>	$d'_o \cdot \tilde{d}'_p \cdot \alpha'_l \cdot \beta'_l \cdot \alpha'_n \cdot \beta'_n$	Предусмотренная, нераспознанная, локализованная, парируемая
	S <sub>3</sub>	$d''_o \cdot \tilde{d}''_p \cdot \alpha''_l \cdot \beta''_l \cdot \alpha''_n \cdot \beta''_n$	Непредусмотренная, распознанная, локализованная, парируемая
	S <sub>8</sub>	$d''_o (1 - p_p) \cdot \alpha''_p \cdot \beta''_p$	Непредусмотренная, распознанная
Нештатное состояние (нарушение требований безопасности)	S <sub>4</sub>	$d'_o \cdot \tilde{d}'_p \cdot \alpha'_l \cdot \beta'_l (1 - \alpha'_n \beta'_n)$	Предусмотренная, нераспознанная, локализованная, не парируемая
	S <sub>5</sub>	$d'_o \tilde{d}'_p (1 - \alpha'_l \beta'_l)$	Предусмотренная, распознанная, нелокализованная
	S <sub>6</sub>	$d''_o \tilde{d}''_p \alpha''_l \beta''_l (1 - \alpha''_n \beta''_n)$	Непредусмотренная, распознанная, локализованная, не парируемая
	S <sub>7</sub>	$d''_o \cdot \tilde{d}''_p (1 - \alpha''_l \beta''_l)$	Непредусмотренная, нераспознанная, нелокализованная

*Примечание:* в табл. 2 введены обозначения:

$$d'_o \stackrel{def}{=} (1 - p_o)(1 - \alpha_o) + p_o(1 - \beta_o);$$

$$d''_o = p_o \beta_o + (1 - p_o) \alpha_o;$$

$$\tilde{d}'_p \stackrel{def}{=} p_o (1 - \alpha'_p \beta'_p);$$

$$\tilde{d}''_p \stackrel{def}{=} (1 - p_p) (1 - \alpha''_p \beta''_p).$$

Рассмотрим вопрос о сложности разработанной модели и ее возможных модификациях. Для этой цели воспользуемся результатами теории информации [1-7].

Анализ модели функционирования СОБ, что с позиций теории информации она представляет собой стохастический автомат с двумя обобщенными результирующими состояниями системы “персонал-РКК-среда”: штатным и нештатным состояниями, определяемыми соответствующими кортежами  $\langle S_1, S_2, S_3, S_8 \rangle$  и  $\langle S_4, S_5, S_6, S_7 \rangle$ . Если штатным состояниям присвоить код “0”, а нештатным состояниям - код “1”, то получим дискретный временной ряд из нулей и единиц, описывающий результаты функционирования СОБ.

В этом случае возникает задача об оценке ожидаемой сложности модели, определяемой средним числом ее возможных состояний в зависимости от числа наблюдений, т.е. от увеличения длины временного ряда.

Введем следующий критерий:

$$I_N = \frac{\bar{S}}{N}, \quad (1)$$

$\bar{S}$  - среднее число состояний модели;  
N - число наблюдений.

Предположим, что динамика функционирования СОБ представлена в виде нулей и единиц с равными вероятностями  $p(0)=p(1)=1/2$ , в противном случае имеем последовательность Бернулли ( $p(0) \neq p(1)$ ). Для двух агрегированных состояний СОБ (штатное и нештатное) существует  $2^N$  возможных последовательностей смены S состояний, заполненных 0 или 1.

Следовательно, существует  $S \cdot 2^S$  возможных моделей СОБ, порождающих одну и ту же дискретную последовательность нулей и единиц. Поэтому величина  $S \cdot 2^S$  является верхней границей числа возможных моделей СОБ, включая модели с числом состояний меньше S, т.е.  $M = S \cdot 2^S > 2^N$ .

Найдем среднее число состояний  $\bar{S}$  в минимальном количестве M этих моделей.

Пусть  $\tilde{S} < S$ . Тогда число моделей с  $\tilde{S}$  состояниями будет  $S \cdot 2^{\tilde{S}}$ . Обозначим через  $M(\tilde{S})$  - вероятность построения модели СОБ с числом состояний  $\{\tilde{S} = 1; \tilde{S}\}$ . Это означает, что

$$M(\tilde{S}) = \int_1^{\tilde{S}} \frac{dM(\tilde{S})}{dS} d\tilde{S}, \quad (2)$$

где  $dM(\tilde{S})/d\tilde{S}$  - соответствующая функция плотности вероятности. Поскольку  $\tilde{S}$  является дискретной переменной, то среднее значение

количества таких моделей  $\overline{M(\tilde{S})}$  для интервала  $[1; S-1]$  будет равно

$$\overline{M(\tilde{S})} = \frac{1}{S-1} \sum_{\tilde{S}=1}^{S-1} \frac{\Delta M(\tilde{S})}{\Delta \tilde{S}} \tilde{S}. \quad (3)$$

Далее имеем:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta M(\tilde{S})}{\Delta \tilde{S}} &= 2^{\tilde{S}} + S \cdot 2^{\tilde{S}} = S \cdot 2^{\tilde{S}} - (S-1) \cdot 2^{\tilde{S}} + \tilde{S} \cdot 2^{\tilde{S}-1} = \\ &= \tilde{S} \cdot 2^{\tilde{S}} - (\tilde{S}-2) \cdot 2^{\tilde{S}-1} - (\tilde{S}-1) \cdot 2^{\tilde{S}-1}, \end{aligned}$$

откуда

$$\overline{M(\tilde{S})} > \frac{1}{S-1} > \sum_{\tilde{S}=1}^S \tilde{S} [\tilde{S} \cdot 2^{\tilde{S}} - (\tilde{S}-1) \cdot 2^{\tilde{S}-1}]. \quad (4)$$

Так как среднее число  $\bar{S}$  состояний модели порождает неравенство вида

$$\begin{aligned} \bar{S} \cdot 2^{\bar{S}} > M(\tilde{S}) > \\ \frac{1}{S-1} > \sum_{\tilde{S}=1}^S \tilde{S} [\tilde{S} \cdot 2^{\tilde{S}} - (\tilde{S}-1) \cdot 2^{\tilde{S}-1}], \end{aligned} \quad (5)$$

то получаем

$$\bar{S} > \frac{1}{(S-1) \cdot 2^{\bar{S}}} \cdot \frac{1}{2} \sum_{\tilde{S}=1}^{S-1} (\tilde{S}^2 \cdot 2^{\tilde{S}} + \tilde{S} \cdot 2^{\tilde{S}}), \quad (6)$$

или

$$\bar{S} > S - 2 + \frac{2}{S-1} - \frac{2}{(S-1) \cdot 2^{S-1}} > S - 2. \quad (7)$$

Из неравенства (4) следует

$$(S + \log_2 S > N) \Leftrightarrow (S > N - \log_2 S). \quad (8)$$

Поскольку  $S < N$ , то неравенство (8) принимает вид

$$\bar{S} > S - 2 > N - \log_2 N - 2 \quad (9)$$

и означает, что среднее число состояний  $\bar{S}$  в совокупности возможных моделей, необходимых для описания функционирования СОБ больше, чем величина  $N - \log_2 N - 2$ . Таким образом, критерий (1) может быть представлен в следующей форме:

$$I_N = 1 - \frac{\log_2 N + 2}{N}. \quad (10)$$

Очевидно, что при  $N \rightarrow \infty$  следует  $I_N \rightarrow 1$ . Это означает, что попытка подробной детализации функционирования СОБ на основе детерминистических дискретных автоматов с конечным числом состояний приведет к необходимости разработки достаточно сложных громоздких моделей. Однако, как будет показано в предположении наличия в динамике их поведения особенностей (существования критического много-

образия, странных аттракторов и т.п.), то можно добиться эффективного “сжатия” динамических свойств в пространстве состояний.

При этом аттрактор погружается в пространство состояний в виде некоторого компактного подмножества. Адекватность разработанной логико-вероятностной модели подтверждается практикой испытаний и их основных элементов по фактам имевших место происшествий и НШС в принятой выше классификации. В частности, в результате решения задач обнаружения (контроля) из-за ошибок первого и второго рода  $\alpha_0, \beta_0$  имеют место как истинные, так и ложные штатные и нештатные состояния, которые потребуют дальнейшего распознавания. Предположим, что вероятность возникновения НШС равна  $p_{\text{ншс}}=0,1$ . Эта величина близка к значениям потока НШС, полученным из практики и эксплуатации средств выведения, систем технологического оборудования технического комплекса, стартового комплекса (системы заправки горючим, сжатыми газами, пускового проверочного электрооборудования) и др.

Пусть вероятности ошибок первого и второго рода в задаче обнаружения соответственно равны  $\alpha_0=0,1; \beta_0=0,1$ , что также характерно для используемых средств диагностики. Тогда, используя расчетные соотношения табл. 2, для задачи обнаружения получим:

$$d'_0 = (1 - \rho_0)(1 - \alpha_0) + \rho_0(1 - \beta_0) = 0,81 + 0,09 = 0,9;$$

$$d''_0 = \rho_0\beta_0 + (1 - \rho_0)\alpha_0 = 0,01 + 0,09 = 0,1.$$

### Заключение

Разработана обобщенная логико-вероятностная модель функционирования системы обеспечения безопасности РКК. Данная модель представляет собой ориентированный граф переходов из различных организационно-технических состояний СОБ и отличается от известных моделей возможностью получения как априорных, так и апостериорных оценок уровней безопасности РКК путем последовательного решения четырех взаимосвязанных задач: обнаружения (контроля), распознавания (идентификации), локализации и парирования возникающих НШС. Получены расчетные соотношения для оценки вероятностей решения указанных задач для различных кортежей состояний.

Предложенная модель функционирования СОБ по сравнению с известными моделями обладает следующими преимуществами: инвариантна к разнообразию возможных НШС и их

комбинаций; к принципам и способам схемотехнических решений построения конкретных СОБ для элементов РКК (эргатических, автоматических, комбинированных); к возможностям способов, методов и средств по обеспечению безопасности РКК. Модель позволяет также сформулировать классификационные признаки НШС по кортежам состояний и унифицировать методы предупреждения происшествий на РКК.

Проведена оценка сложности модели функционирования СОБ и возможностей ее модификаций в зависимости от числа агрегированных состояний и числа наблюдений. Показано, что сложность данной модели может быть оценена с использованием критерия Гейнса, а адекватность модели подтверждается, в частности, результатами решения задачи обнаружения НШС при заданных ошибках первого и второго рода для используемых средств диагностики. Значения оценок вероятности решения задач обнаружения принадлежат реальному диапазону достоверности  $[0,8 \div 0,98]$  оценки аномального изменения быстрых динамических процессов, протекающих в элементах РКК.

### Литература

1. Заде Л. Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений. М.: Мир, 1976. 166 с.
2. Кофман А. Введение в теорию нечетких множеств. М.: Радио и связь, 1982. 432 с.
3. Ягер Р.Р. Нечеткие множества и теория возможностей: Последние достижения. М.: Радио и связь, 1986.
4. Упрощенный алгоритм построения вероятностной модели оценки степени рисков инновационных проектов / В.И. Великоиваненко, Н.В. Гусаков, Д.Г. Пантенков, В.М. Соколов // Космическая техника и технологии. 2014. № 3 (6). С. 81-89.
5. Зыков А.А. Основы теории графов. М.: «Вузовская книга», 2004. С. 664.
6. Салий В.Н., Богомолов А.М. Алгебраические основы теории дискретных систем. М.: Физико-математическая литература, 1997.
7. Гихман И.И., Скороход А.В. Введение в теорию случайных процессов. М.: Наука, 1977. 568 с.
8. Севастьянов Б.А. Ветвящиеся процессы. М.: Наука, 1971. 436 с.
9. Баруча-Рид А.Т. Элементы теории марковских процессов и их приложения. М.: Наука, 1969. 512 с.
10. Севастьянов Б.А., Калинин А.В. Ветвящиеся случайные процессы с взаимодействием частиц // Доклады АН СССР, 1982. Т. 264. Вып. 2. С. 306-308.
11. Калинин А.В. Случайные процессы в естествознании: дискретное фазовое пространство. М.: МГТУ им. Н.Э.Баумана, 1999. 40 с.
12. Калинин А.В. Марковские ветвящиеся процессы с взаимодействием // Усп. матем. наук. 2002. Т. 57. Вып. 2. С. 23-84.
13. Пантенков Д.Г. Классификация случайных процессов на основе многомерных марковских моделей // Тео-

ретические и прикладные проблемы развития и совершенствования автоматизированных систем управления: сб. тр. Всерос. науч.-техн. конф. СПб.: ВКА имени А.Ф. Можайского, 2013. Ч. 2. С. 340-345.

14. Пантенков Д.Г., Литвиненко В.П. Марковская модель случайного процесса // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8. № 12-1. С. 23-27.

15. Пантенков Д.Г., Литвиненко В.П. Марковская модель экономической целесообразности проектирования космических аппаратов двойного назначения // Вестник

Воронежского государственного технического университета. 2011. Т. 7. № 6. С. 85-87.

16. Саати Т.Л. Принятие решений при зависимостях и обратных связях: Аналитические сети. М.: Издательство ЛКИ, 2008. 360 с.

17. Саати Т.Л. Целочисленные методы оптимизации и связанные с ними экстремальные проблемы. М.: Мир, 1973. 302 с.

18. Басакер Р.Г., Саати Т.Л. Конечные графы и сети. М.: Наука, 1974. 366 с.

Поступила 18.09.2019; принята к публикации 10.02.2020

#### Информация об авторах

**Пантенков Дмитрий Геннадьевич** – канд. техн. наук, начальник отделения радиосвязного оборудования, АО «Кронштадт» (115432, Россия, г. Москва, проспект Андропова, д. 18, кор. 9), тел. 8(926)109-23-95, e-mail: pantenkov88@mail.ru

**Великоиваненко Владимир Ильич** – д-р техн. наук, профессор, главный научный сотрудник, ФГУП «Центральный научно-исследовательский институт машиностроения» (141070, Московская область, г. Королёв, ул. Пионерская, 4), тел. 8(495) 513-45-66, e-mail: velikoivanenkovi@tsniimash.ru

**Литвиненко Владимир Петрович** – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: litvinvp@gmail.com

### GENERALIZED LOGIC AND PROBABILITY MODEL OF FUNCTIONING OF THE SYSTEM OF SUPPORT OF THE ROCKET AND SPACE COMPLEX

**D.G. Pantenkov<sup>1</sup>, V.I. Velikoivanenko<sup>2</sup>, V.P. Litvinenko<sup>3</sup>**

<sup>1</sup>"Kronstadt", Moscow, Russia

<sup>2</sup>Federal state unitary enterprise "Central Research Institute of Mechanical Engineering", Moscow region, Korolyev, Russia

<sup>3</sup>Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

**Abstract:** when studying the issues of safety and prevention of accidents at the rocket and space complex (RSC), it is necessary to take into account the main features of their functioning, which consist in the mandatory accounting of the qualities of the maintenance personnel, the RSC's own technical means and the environment. A feature of the system "personnel-RSC-environment" is the presence of a large number of information links that characterize its information performance. In this scientific and technical article, the generalized logical-probabilistic model of functioning of system of safety of RSC is developed. This model is a directed graph of transitions from various organizational and technical States of the system of safety and differs from the known models by the possibility of obtaining both a priori and a posteriori estimates of the security levels of the RSC by sequentially solving four interrelated tasks: detection (control), recognition (identification), localization and parrying of emergency situations. The proposed model of system of safety functioning in comparison with the known models has the following advantages: it is invariant to the variety of possible emergency situation and their combinations; to the principles and methods of circuit solutions for the construction of specific system of safety for RSC elements (ergatic, automatic, combined); to the possibilities of methods, methods and means to ensure the safety of the RSC

**Key words:** security system, quality, reliability, personnel-rocket and space complex-environment, emergency situations

#### References

1. Zade L. "The concept of a linguistic variable and its application to making approximate decisions" ("Ponyatie lingvisticheskoy peremennoy i ego primenenie k prinyatiyu priblizhennykh resheniy"), Moscow, Mir, 1976, 166 p.
2. Kofman A. "Introduction to the theory of fuzzy sets" ("Vvedenie v teoriyu nechetkikh mnozhestv"), Moscow, Radio i svyaz', 1982, 432 p.
3. Jager R.R. "Fuzzy sets and possibility theory: Recent advances" ("Nechetkie mnozhestva i teoriya vozmozhnostey: Poslednie dostizheniya"), Moscow, Radio i svyaz', 1986.
4. Velikoivanenko V.I., Gusakov N.V., Panchenkov D.G., Sokolov V.M. "Simplified algorithm for constructing probabilistic models for the risk assessment of innovative projects", *Space engineering and technology (Kosmicheskaya tekhnika i tekhnologii)*, July-September 2014, no. 3 (6), pp. 81-89.
5. Zykov A.A., "Fundamentals of graph theory" ("Osnovy teorii grafov"), Moscow, Vuzovskaya kniga, 2004, 664 p.

6. Saliy V.N., Bogomolov A.M. "Algebraic foundations of the theory of discrete systems" ("Algebraicheskie osnovy teorii diskretnykh sistem"), Moscow, Fiziko-matematicheskaya literatura, 1997.
7. Gihman I.I., Skorokhod A.V. "Introduction to the theory of random processes" ("Vvedenie v teoriyu sluchaynykh protsessov"), Moscow, Nauka, 1977, 568 p.
8. Sevastyanov B.A. "Branching processes" ("Vetvyashchiesya protsessy"), Moscow, Nauka, 1971, 436 p.
9. Baruch-Reid A.T. "Elements of the theory of Markov processes and their applications" ("Elementy teorii markovskikh protsessov i ikh prilozheniya"), Moscow, Nauka, 1969, 512 p.
10. Sevastyanov B.A., Kalinkin A.V. "Branching random processes with particle interaction", *Reports of the USSR Academy of Sciences (Doklady AN SSSR)*, 1982, vol. 264, no. 2, pp. 306-308.
11. Kalinkin A.V. "Random processes in natural science: discrete phase space" ("Sluchaynye protsessy v estestvoznanii: diskretnoe fazovoe prostranstvo"), Moscow, Bauman MSTU, 1999, 40 p.
12. Kalinkin A.V. "Markov branching processes with interaction", *Usp. matem. nauk*, 2002, vol. 57, no. 2, pp. 23-84.
13. Pantenkov D.G. "Classification of random processes on the basis of multidimensional Markov models", *Proceedings of the all-Russian scientific and technical conference "Theoretical and Applied Problems of Development and Improvement of Automated Control Systems" (Teoreticheskie i prikladnye problemy razvitiya i sovershenstvovaniya avtomatizirovannykh sistem upravleniya: sb. tr. Vseros. nauch.-tekh.n.konf.)*, part 2, St. Petersburg, A.F. Mozhaysky VKA, 2013, pp. 340-345.
14. Panchenkov D.G., Litvinenko V.P., "Markov model of a random process", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2012, vol. 8, no. 12-1, pp. 23-27.
15. Panchenkov D.G., Litvinenko V.P., "Markov model of economic feasibility of spacecraft design dual-use", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2011, vol. 7, no. 6, pp. 85-87.
16. Saaty T.L. "Decision-making with dependencies and feedbacks: Analytical networks" ("Prinyatie resheniy pri zavisimostyakh i obratnykh svyazyakh: Analiticheskie seti"), Moscow, LKI, 2008, 360 p.
17. Saaty T.L. "Integer optimization methods and related extremal problems" ("Tselochislennyye metody optimizatsii i svyazannyye s nimi ekstremal'nye problemy"), Moscow, Mir, 1973, 302 p.
18. Busacker R.G., Saaty T.L. "Finite graphs and networks" ("Konechnyye grafy i seti"), Moscow, Nauka, 1974, 366 p.

Submitted 18.09.2019; revised 10.02.2020

#### Information about the authors

**Dmitriy G. Pantenkov**, Cand. Sc. (Technical), Head of the Department of Radiocommunication Systems, Kronstadt (18 Andropova prospekt, Moscow 115432, Russia), tel. 8(926)109-23-95, e-mail: pantenkov88@mail.ru

**Vladimir I. Velikoivanenko**, Dr. Sc. (Technical), Professor, Academician of the K.E. Tsiolkovsky Russian Academy of Cosmonautics, Academician of the Academy of Quality Problems, Chief researcher, Federal state unitary enterprise "Central Research Institute of Mechanical Engineering" (4 Pionerskaya street, Moscow region, Korolyev 141070, Russia), tel. 8(495)513-45-66, e-mail: velikoivanenkovi@tsniimash.ru

**Vladimir P. Litvinenko**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moscovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: litvinvp@gmail.com

## КОНТУРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ТРЕХКООРДИНАТНЫМ МАНИПУЛЯТОРОМ С АСИНХРОННЫМИ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМИ ПРИВОДАМИ

В.А. Медведев

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

**Аннотация:** рассмотрены вопросы разработки микропроцессорной системы контурного управления манипулятором с тремя степенями подвижности и асинхронными исполнительными приводами. Определена расчетная схема трехкоординатного манипулятора, работающего в угловых координатах. Получены аналитические выражения для решения прямой и обратной кинематической задачи о положении и скорости для рассматриваемого трехкоординатного манипулятора. Разработан алгоритм решения обратной позиционной кинематической задачи методом последовательных приближений (методом итераций). Получены уравнения для расчета задающих сигналов при интерполяции траектории манипулятора между опорными точками с помощью кубических сплайнов, а также определения их параметров в соответствии с условиями непрерывности скорости и равенства нулю скорости и ускорения в начальной и конечной точках. Разработан алгоритм расчета параметров кубических сплайнов методом прогонки. Сформирована структура микропроцессорной системы управления трехкоординатным манипулятором с асинхронными исполнительными двигателями с короткозамкнутыми роторами. Разработана и введена в микроконтроллер ATmega16 программа для формирования управляющих напряжений на обмотках статоров асинхронных исполнительных двигателей с помощью интегрированной среды разработки программного обеспечения CodeVisionAVR. Получены осциллограммы трехфазной системы синусоидальных сигналов регулируемой частоты и амплитуды, а также ШИМ-сигналов на выходах микроконтроллера ATmega16

**Ключевые слова:** контурное управление, трехкоординатный манипулятор, интерполяция траектории, асинхронный исполнительный привод

### Введение

Существует большое разнообразие кинематических схем манипуляторов, типов применяемых приводов и, соответственно, способов управления ими. При этом во всем мире в робототехнике, как и в других областях промышленности, по мере роста возможностей преобразователей энергии осуществляется переход от коллекторных исполнительных двигателей к бесконтактным машинам, в частности, к асинхронным двигателям.

Применение асинхронных машин обеспечивает вследствие отсутствия коллектора уменьшение габаритов двигателей, отсутствие искрения под щетками (вплоть до кругового огня по коллектору) и, как следствие, принципиально более высокую надежность асинхронных исполнительных приводов роботов.

Многообразие расчетных схем манипуляторов и типов применяемых приводов обуславливает большое количество кинематических и динамических моделей манипуляторов, а также вариантов реализации систем управления исполнительными приводами различных типов.

Данная работа посвящена разработке микропроцессорной системы управления движением трехкоординатного манипулятора с угловой системой координат и асинхронными исполни-

тельными приводами.

Угловая система координат манипулятора обеспечивает максимальную рабочую зону робота, асинхронные двигатели – малые габариты и высокую надежность приводных систем, микропроцессорная реализация – малые габариты, низкие стоимость и энергопотребление системы управления [1]. Отсюда следует целесообразность проведенных исследований.

### Постановка задачи

Расчетная схема трехкоординатного манипулятора, работающего в угловых координатах, показана на рис. 1. Звено с длиной  $l_1$  вращается по координате  $\beta_2$ . Степень подвижности с длиной  $l_2$  движется по координате  $\beta_3$ . Кроме того, звенья вращаются вместе со стойкой по координате  $\beta_1$ . На рис. 1 также представлена система декартовых координат  $x_1, x_2, x_3$  рабочего органа.

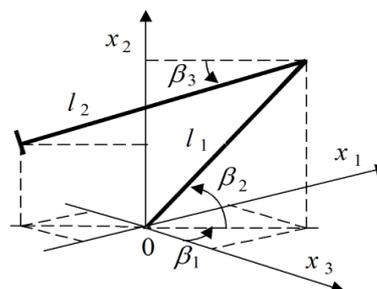


Рис. 1. Расчетная схема трехкоординатного манипулятора

Реализация системы контурного управления манипулятором связана с решением прямой задачи кинематики о положении и скорости, разработкой алгоритмов решения обратной позиционной задачи кинематики и интерполяции сигналов задания перемещений и скоростей обобщенных координат, а также с разработкой структуры микропроцессорной системы управления асинхронными приводами манипулятора.

### Методы исследования

Выбор метода построения математической модели манипулятора и способа управления им зависит от массогабаритных показателей робота. При больших массах звеньев манипулятора перемещаемых грузов и необходимости работы на высоких скоростях формируется динамическая модель манипулятора на основе метода Ньютона-Эйлера [2, 3] или метода Лагранжа [4, 5] и осуществляется динамическое управление манипулятором [4–6].

Для роботов малой грузоподъемности (от 5 до 16 кг) целесообразно применять кинематическое управление [4, 5] и формировать уравнения кинематики в соответствии с расчетной схемой манипулятора.

Управляющие воздействия на исполнительные приводы робота должны повторяться с большой частотой (не ниже 50 Гц), поскольку резонансная частота манипуляторов составляет приблизительно 10 Гц.

Проведение вычислений в реальном времени, т.е. не реже, чем каждые 20 мс, требует применения современных быстродействующих вычислительных машин, причем управление манипуляторами может при конкретных условиях потребовать применения нескольких процессоров. В связи с этим проанализируем ряд методов формирования математической модели манипулятора, с точки зрения минимизации числа вычислительных операций, требуемых для формирования модели.

Первый результат по формированию математической модели манипулятора получен Уикером с помощью метода Лагранжа [7]. Кан [8] разработал алгоритм для моделирования разомкнутых кинематических цепей. Янг [9] реализовал этот метод в виде пакета программ. При этом для формирования модели манипулятора с тремя степенями подвижности необходимо выполнить более 5000 операций умножения и приблизительно столько же операций сложения [10], что требует применения быстродействующих компьютеров.

Отметим свойство, общее для упоминавшихся методов. Эти методы не зависят от типа кинематической схемы манипулятора. Для манипулятора с конкретной кинематической схемой построение математической модели требует значительно меньшего числа операций. Это подтверждается работами [8, 11]. Построение модели антропоморфного трехкоординатного манипулятора требует не более 44 умножений и 23 сложения. Для манипулятора с пятью степенями подвижности требуется выполнение всего 352 операций умножения [12].

Таким образом, при управлении манипуляторами в реальном времени целесообразно использовать методы, ориентированные на конкретные кинематические схемы, с целью экономии аппаратных и программных средств.

Кинематические уравнения манипуляторов получают обычно, рассматривая движение каждого звена и его связи с другими звеньями. Если кинематическая цепь имеет сложную конфигурацию и много степеней подвижности ( $4 \div 5$  и более), то кинематические уравнения получают с помощью специального аппарата, использующего матричные преобразования и так называемые однородные координаты [13].

В тех случаях, когда кинематические схемы механизмов просты, а число степеней подвижности не превышает трёх, уравнения кинематики целесообразно получать непосредственно по расчётным кинематическим схемам. Такой подход будем использовать при выводе кинематических уравнений для манипулятора с угловой системой координат.

### Решение прямой и обратной кинематической задачи

Прямая позиционная кинематическая задача в соответствии с приведенной на рис. 1 схемой решается в виде:

$$\begin{aligned} x_1 &= (l_1 \cos \beta_2 - l_2 \cos \beta_3) \sin \beta_1, \\ x_2 &= l_1 \sin \beta_2 - l_2 \sin \beta_3, \\ x_3 &= (l_1 \cos \beta_2 - l_2 \cos \beta_3) \cos \beta_1. \end{aligned} \quad (1)$$

Путем дифференцирования уравнений системы (1) по времени получено решение прямой кинематической задачи о скорости в виде:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= (l_2 \sin \beta_3 \dot{\beta}_3 - l_1 \sin \beta_2 \dot{\beta}_2) \sin \beta_1 + \\ &+ (l_1 \cos \beta_2 - l_2 \cos \beta_3) \cos \beta_1 \dot{\beta}_1, \\ \dot{x}_2 &= l_1 \cos \beta_2 \dot{\beta}_2 - l_2 \cos \beta_3 \dot{\beta}_3, \\ \dot{x}_3 &= (l_2 \sin \beta_3 \dot{\beta}_3 - l_1 \sin \beta_2 \dot{\beta}_2) \cos \beta_1 - \\ &- (l_1 \cos \beta_2 - l_2 \cos \beta_3) \sin \beta_1 \dot{\beta}_1. \end{aligned} \quad (2)$$

Рассмотрим решение обратной задачи кинематики для трехкоординатного манипулятора, представленного на рис. 1, методом последовательных приближений (или методом итераций) [5].

Путем тригонометрических преобразований из системы (2) получены уравнения для определения скоростей угловых координат по производным от декартовых координат рабочего органа и перемещениям угловых координат:

$$\begin{aligned} \dot{\beta}_1 &= \frac{\dot{x}_1 \cos \beta_1 - \dot{x}_3 \sin \beta_1}{l_1 \cos \beta_2 - l_2 \cos \beta_3}, \\ \dot{\beta}_2 &= \frac{(\dot{x}_1 \sin \beta_1 + \dot{x}_3 \cos \beta_1) \cos \beta_3 + \dot{x}_2 \sin \beta_3}{l_1 \sin(\beta_3 - \beta_2)}, \\ \dot{\beta}_3 &= \frac{(\dot{x}_1 \sin \beta_1 + \dot{x}_3 \cos \beta_1) \cos \beta_2 + \dot{x}_2 \sin \beta_2}{l_2 \sin(\beta_3 - \beta_2)}. \end{aligned} \quad (3)$$

Для решения обратной задачи кинематики в среде DELPHI 6.0 разработана программа, алгоритм которой представлен на рис. 2.

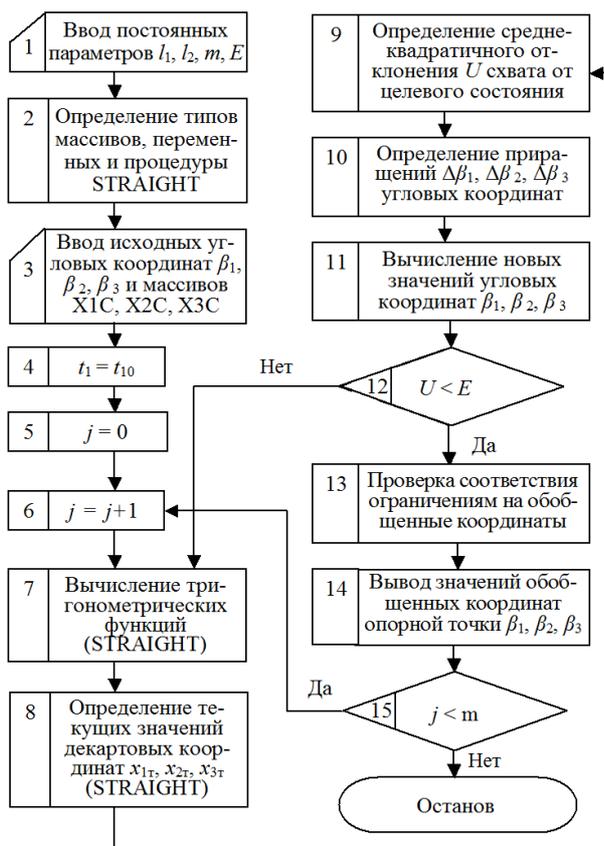


Рис. 2. Алгоритм решения обратной позиционной задачи кинематики

В каждом цикле последовательных приближений для текущих значений угловых координат  $\beta_1, \beta_2, \beta_3$  решается прямая кинематическая задача (процедура STRAIGHT).

Определяются среднее квадратичное отклонение  $U$  схвата от целевого состояния  $X1C, X2C, X3C$ , требуемые приращения и новые значения угловых координат, пока отклонение  $U$  не станет меньше заданной погрешности  $E$ . Расчеты ведутся для опорных точек на траектории манипулятора. Число опорных точек равно  $m$ .

Для рассматриваемого трехкоординатного манипулятора обратная задача кинематики решается неоднозначно. Проверка соответствия результатов решения естественным кинематическим ограничениям на угловые координаты позволяет получить единственный приемлемый вариант.

### Решение задачи интерполяции задающих сигналов

При контурном управлении манипулятором также решается задача интерполяции траектории между опорными точками. По методу кубических сплайнов [4, 5] сигнал задания перемещения рассчитывается из выражения:

$$\begin{aligned} P_{j,s3}(t) &= M_{j,s-1} \frac{(t_s - t)^3}{6h_s} + M_{j,s} \frac{(t - t_{s-1})^3}{6h_s} + \\ &+ (q_{j,s-1} - M_{j,s-1} \frac{h_s^2}{6}) \frac{t_s - t}{h_s} + (q_{j,s} - M_{j,s} \frac{h_s^2}{6}) \frac{t - t_{s-1}}{h_s}, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $j$  – номер угловой координаты;  
 $s = 1, 2, \dots, m$  – номер временного интервала;  
 $M_{j,s-1}, M_{j,s}$  – параметры сплайна;  
 $t_{s-1}, t_s$  – время начала и окончания интервала  $s$ ;  
 $h_s = t_s - t_{s-1}$  – продолжительность управления на интервале  $s$ ;  
 $t$  – время, отсчитываемое от начала движения;  
 $q_{j,s-1}, q_{j,s}$  – значения обобщенной координаты.

Соответствующий уравнению (4) сигнал задания скорости

$$\begin{aligned} \dot{P}_{j,s3}(t) &= M_{j,s} \frac{(t - t_{s-1})^2}{2h_s} - M_{j,s-1} \frac{(t_s - t)^2}{2h_s} - \\ &- (q_{j,s-1} - M_{j,s-1} \frac{h_s^2}{6}) \frac{1}{h_s} + (q_{j,s} - M_{j,s} \frac{h_s^2}{6}) \frac{1}{h_s}, \end{aligned} \quad (5)$$

при этом система уравнений для определения параметров кубического сплайна получается из ограничений на скорость в виде:

$$M_{j,s-1} \frac{h_s}{6} + M_{j,s} \frac{h_s + h_{s+1}}{3} + M_{j,s+1} \frac{h_{s+1}}{6} = \frac{q_{j,s+1} - q_{j,s}}{h_{s+1}} - \frac{q_{j,s} - q_{j,s-1}}{h_s}, \quad s = 1, \dots, m-1. \quad (6)$$

$$M_{j0} \frac{h_1}{3} + M_{j1} \frac{h_1}{6} = \frac{q_{j1} - q_{j0}}{h_1},$$

$$M_{j,m-1} \frac{h_m}{6} + M_{j,m} \frac{h_m}{3} = \frac{q_{j,m-1} - q_{j,m}}{h_m}.$$

Преобразуем уравнения системы (6) и введем ряд обозначений:

$$\rho_0 = \mu_m = 1, \quad \mu_s = h_s / (h_s + h_{s+1}), \quad \rho_s = 1 - \mu_s,$$

$$d_{js} = 6[(q_{j,s+1} - q_{j,s}) / h_{s+1} - (q_{j,s} - q_{j,s-1}) / h_s] / (h_s + h_{s+1}), \quad (7)$$

$$d_{j0} = 6(q_{j1} - q_{j0}) / h_1^2, \quad d_{jm} = 6(q_{j,m-1} - q_{j,m}) / h_m^2.$$

Параметры сплайна определим методом прогонки [5]. На первом этапе рассчитываются значения вспомогательных коэффициентов  $e_s, b_{js}$ :

$$e_s = -\rho_s / (\mu_s e_{s-1} + 2),$$

$$b_{js} = (d_{js} - \mu_s b_{j,s-1}) / (\mu_s e_{s-1} + 2), \quad (8)$$

$$e_{-1} = b_{j,-1} = 0, \quad s = 0, 1, \dots, m.$$

На втором этапе расчетов по найденным коэффициентам  $e_s, b_{js}$  последовательно определяются значения параметров  $M_{jm}, M_{j,m-1}, \dots, M_{j0}$ :

$$M_{jm} = b_{jm}, \quad M_{js} = e_s M_{j,s+1} + b_{js}, \quad (9)$$

$$s = m - 1, m - 2, \dots, 0.$$

Для расчета параметров  $M_{js}$  в среде DELPHI 6.0 разработана программа, алгоритм которой приведен на рис. 3.

Программа позволяет определить параметры кубических сплайнов, исходя из заданных значений угловых координат в опорных точках, максимальных скоростей координат и ограничений на траекторию манипулятора.

### Структура системы управления трехкоординатным манипулятором

Построение системы контурного управления манипулятором на современной микропроцессорной элементной базе обеспечивает простоту аппаратных средств, легкость перепрограммирования робота, снижение затрат на электроэнергию.

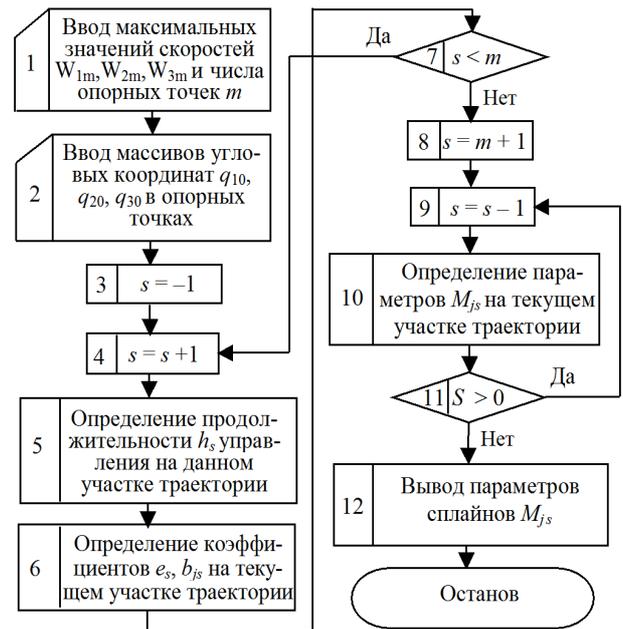


Рис. 3. Алгоритм расчета параметров  $M_{js}$  кубических сплайнов

Разработанная структура микропроцессорной системы контурного управления манипулятором с асинхронными исполнительными приводами приведена на рис. 4.

Приняты следующие обозначения блоков:

ПК – персональный компьютер;

К1–К3 – коммутаторы.

В состав исполнительных приводов ИП1–ИП3 входят:

МК1–МК3 – микроконтроллеры;

ОР1–ОР3 – оптронные развязки;

СМ1–СМ3 – силовые модули;

М1–М3 – исполнительные двигатели;

ИД1–ИД3 – импульсные датчики.

На структурной схеме показаны связи между элементами системы управления: персональным компьютером, коммутаторами К1–К3, микроконтроллерами МК1–МК3, оптронными развязками ОР1–ОР3 и силовыми модулями СМ1–СМ3 исполнительных приводов.

Персональный компьютер обеспечивает ввод управляющих программ, их редактирование и программирование микроконтроллеров МК1–МК3 исполнительных приводов. Микроконтроллеры получают информацию от персонального компьютера в виде сигналов задания обобщенных координат робота.

Коммутаторы К1–К3 связаны с портами USB персонального компьютера. Они распределяют сигналы *MOSI*, *MISO*, необходимые в процессе программирования микроконтроллеров МК1–МК3.

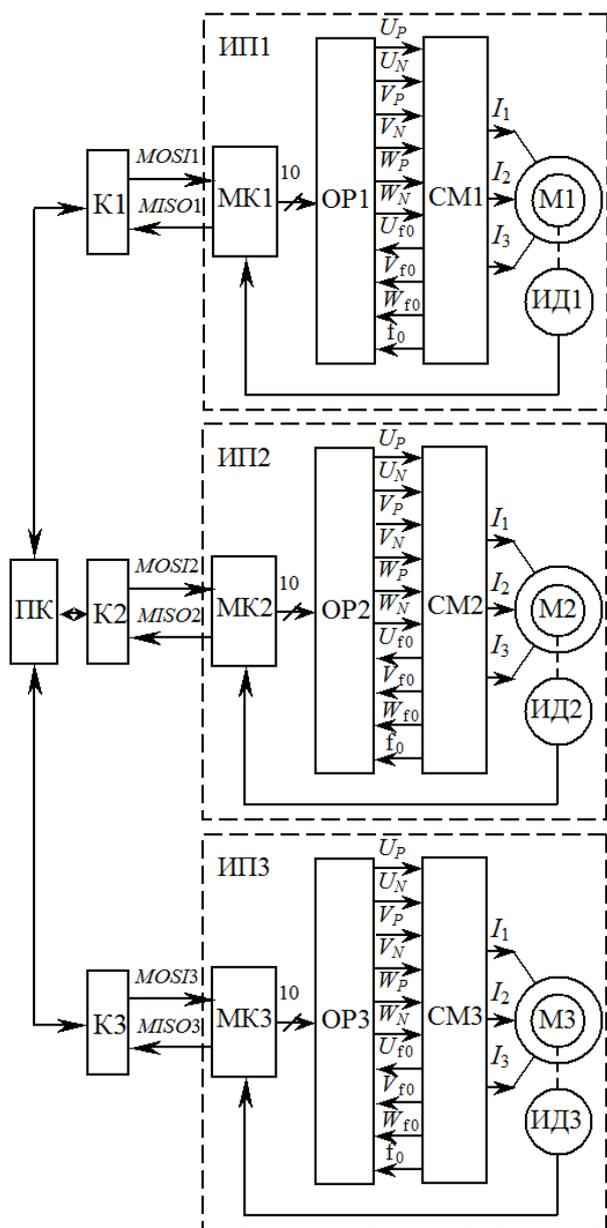


Рис. 4. Структура системы управления трехкоординатным манипулятором с асинхронными приводами

Функционирование микроконтроллера каждого исполнительного привода связано с переменными, доступными измерению углом поворота и частотой вращения ротора двигателя. Информация о положении и скорости формируется по показаниям импульсного датчика выбранной координаты и используется микроконтроллером при формировании управляющих сигналов на силовой модуль.

Сигналы с импульсных датчиков поступают на входы таймеров / счетчиков микроконтроллеров. Общее число поступивших импульсов пропорционально углу поворота ротора асинхронного двигателя; подсчет импульсов за дискретный временной интервал позволяет

получить код средней скорости на данном интервале.

На основе сравнения заданных и фактических перемещений микроконтроллеры МК1–МК3 через оптронные развязки ОП1–ОП3 управляют ключами силовых модулей.

В качестве основы для разработки исполнительных приводов использованы микроконтроллеры AVR ATmega16 семейства Mega фирмы Atmel, обеспечивающие непосредственное цифровое управление ключами силовых модулей [14, 15].

### Формирование управляющих напряжений на асинхронных двигателях

Одной из задач при управлении асинхронными двигателями манипулятора является формирование системы трех синусоид, сдвинутых друг относительно друга на треть периода.

Микроконтроллер AVR ATmega16 имеет в своем составе четыре широтно-импульсных преобразователя, построенных на базе таймеров, три из которых использованы для формирования трехфазной системы синусоид.

В память микроконтроллера занесены 512 чисел 0..255..0, изменяющихся в соответствии с синусоидальным законом. Выборки чисел осуществляются через равные промежутки времени, отмер которых происходит таймером T0.

В счетный регистр таймера T0 заносится число 0..255, измеренное аналого-цифровым преобразователем в канале AD0. К каналу AD0 подключен источник изменяемого напряжения, благодаря чему осуществляется регулирование частоты синусоиды. Тактирование таймера T0 происходит от частоты 125 кГц.

Теоретические минимальная и максимальная частоты выходных синусоид определяются следующим образом:

$$f_{\min} = \frac{clk_{T0}}{512 * 255} = \frac{125000}{512 * 255} = 0,96 \text{ Гц},$$

$$f_{\max} = \frac{clk_{T0}}{512} = \frac{125000}{512} = 244 \text{ Гц}.$$

Программа для микроконтроллера AVR ATmega16 разработана на языке Си, откомпилирована, отлажена в симуляторе VMLab и занесена в кристалл микроконтроллера с помощью программы CodeVisionAVR.

Трехфазная система синусоидальных сигналов регулируемой частоты и амплитуды, формируемая микроконтроллером, приведена на рис. 5.

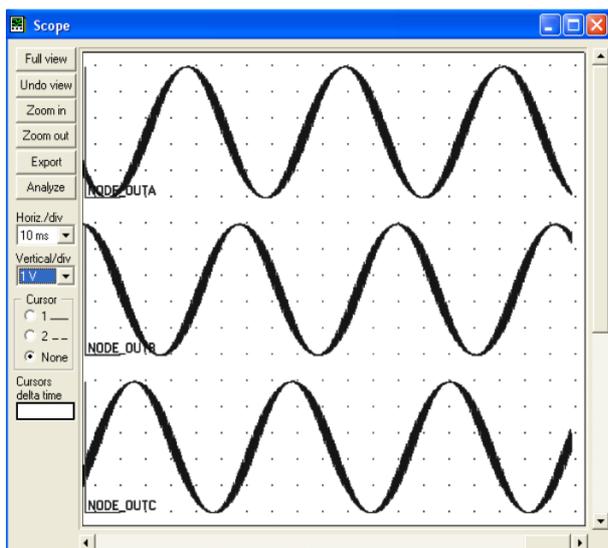


Рис. 5. Трехфазная система синусоидальных сигналов

На рис. 6 приведены осциллограммы ШИМ-сигналов на выходах PD5, PD4, PD7 микроконтроллера.

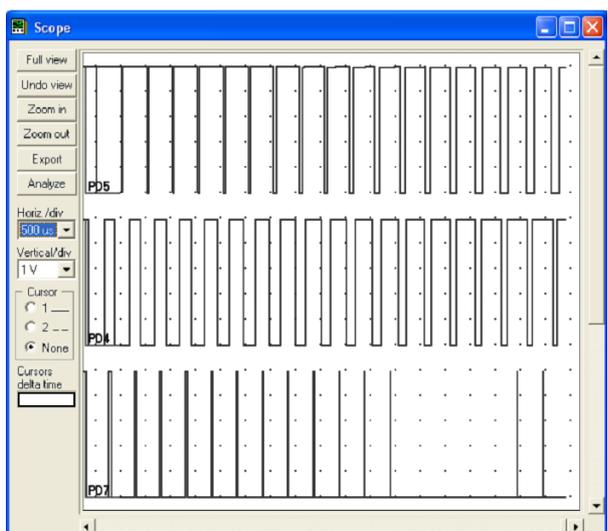


Рис. 6. Осциллограммы широтно-импульсных сигналов

Основные гармоники широтно-импульсных сигналов представляют собой трехфазную систему синусоидальных сигналов требуемой амплитуды и частоты. Эти сигналы поступают с микроконтроллеров МК1–МК3 на драйверы силовых модулей СМ1–СМ3.

Силовые модули СМ1–СМ3 содержат по шесть IGBT транзисторов и формируют на обмотках статоров исполнительных двигателей М1–М3 напряжение заданной амплитуды и частоты. Благодаря этому обеспечивается соответствие фактических перемещений и скоростей звеньев манипулятора программно заданным значениям.

## Заключение

Результаты выполненной работы следующие.

1. Определена расчетная схема манипулятора с тремя степенями подвижности, работающего в угловых координатах.
2. Получены аналитические выражения для решения прямой и обратной кинематической задачи о положении и скорости для рассматриваемого манипулятора.
3. Разработаны алгоритм и программа решения обратной позиционной кинематической задачи методом последовательных приближений.
4. Разработаны алгоритм и программа расчета параметров кубических сплайнов методом прогонки.
5. Сформирована структура микропроцессорной системы управления трехкоординатным манипулятором с асинхронными исполнительными приводами.
6. Разработана и введена в микроконтроллер ATmega16 программа для управления асинхронными исполнительными двигателями с помощью интегрированной среды разработки программного обеспечения CodeVisionAVR.
7. Получены осциллограммы трехфазной системы синусоидальных сигналов регулируемой частоты и амплитуды и ШИМ-сигналов на выходах микроконтроллера ATmega16.

## Литература

1. Медведев В.А. Энергосберегающая система управления робота "PM-01" // Альтернативная и интеллектуальная энергетика: материалы Междунар. науч.-практ. конф. Воронеж: ВГТУ, 2018. С. 252-253.
2. Медведев В.А. Микропроцессорная система управления манипулятором "PUMA-560" // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2017. Т. 13. № 3. С. 34-38.
3. Медведев В.А., Петренко В.Р., Кузовкин А.В. Моделирование исполнительной системы робота PUMA-560 в среде MATLAB // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2011. Т. 7. № 12.3. С. 4-6.
4. Зенкевич С.Л. Основы управления манипуляционными роботами: учебник для вузов. М.: МГТУ, 2006. 480 с.
5. Медведев В.А., Шиянов А.И. Управление роботами и РТС: учеб. пособие. Воронеж: ГОУ ВПО «Воронеж. гос. техн. ун-т», 2010. 228 с.
6. Медведев В.А. Динамическое управление трехкоординатным манипулятором, работающим в угловой системе координат // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. № 2. С. 7-13.
7. Uicker J.J. Dynamic Force Analysis of Spatial Linkages // Transactions of the ASME Journal of Applied Mechanics. 1976. Vol. 34. Pp. 418-424.

8. Kahn M.E., Roth B. The Near-Minimum-Time Control of Open-Loop Articulated Kinematic Chains // *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*. 1971. № 93. Pp. 164-172.

9. Yang A.T. Inertia Force Analysis of Spatial Mechanisms // *Transactions of the ASME Journal of Engineering for Industry*. February, 1971. Pp. 39-46.

10. Hollerbach J.M. A Recursive Formulation of Lagrangian Manipulator Dynamics // *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*. 1980. Vol. 10. No. 11. Pp. 730-736.

11. Vukobratovich M., Kircanski N. New Method for Real-Time Manipulator Dynamic Model, Forming on Microcomputers // *Proceeding of First Yugoslav-Soviet Symposium on Applied Robotics*. Moscow, 1983. Pp. 60-65.

12. Renaud N. An Efficient Iterative Analytical Procedure for Obtaining a Robot Manipulator Dynamic Model // *Proceedings of First International Symposium of Robotics Research*. Bretton Woods, New Hampshire, USA, 1983. Pp. 749-762.

13. Юревич Е.И. Управление роботами и робототехническими системами: учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГТУ, 2001. 168 с.

14. Евстифеев А.В. Микроконтроллеры AVR семейства Mega. Руководство пользователя. М.: Издательский дом "Додэка-XXI", 2007. 592 с.

15. Евстифеев А.В. Микроконтроллеры AVR семейств Tiny и Mega фирмы «ATMEL». М.: Издательский дом "Додэка-XXI", 2004. 560 с.

Поступила 09.01.2020; принята к публикации 14.02.2020

#### Информация об авторах

**Медведев Владимир Алексеевич** – канд. техн. наук, доцент кафедры электропривода, автоматизации и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: va.medved60@yandex.ru, тел. 8(473)243-77-20, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-3509-2190>

### CONTOUR CONTROL OF THREE-COORDINATE MANIPULATOR WITH ASYNCHRONOUS EXECUTIVE DRIVES

V.A. Medvedev

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

**Abstract:** the article deals with the development of a microprocessor system of the contour control of a manipulator with three degrees of mobility and asynchronous executive drives. The design scheme of the three-coordinate manipulator working in angular coordinates is defined. Analytical expressions for the solution of the direct and inverse kinematic problem about position and velocity for the considered three-coordinate manipulator are obtained. An algorithm for solving the inverse positional kinematic problem by the method of successive approximations (by the iteration method) is developed. Equations are obtained for calculating the driving signals at interpolation of a trajectory of the manipulator between the reference points by means of cubic splines, as well as determining their parameters in accordance with the conditions of continuity of speed and of equality to zero speed and acceleration at the start and end points. An algorithm for calculating the parameters of cubic splines by the run-through method is developed. The structure of microprocessor control system of three-coordinate manipulator with asynchronous executive motors with squirrel-cage rotors is formed. Developed and introduced into the ATmega16 microcontroller program for the formation of control voltages on the stators of asynchronous motors by means of the integrated environment of development of the software CodeVisionAVR. Oscillograms of a three-phase system of sinusoidal signals of adjustable frequency and amplitude, as well as PWM signals at the outputs of the ATmega16 microcontroller are obtained

**Key words:** contour control, three-coordinate manipulator, interpolation of a trajectory, asynchronous executive drive

#### References

1. Medvedev V.A. "Energy-saving control system of the robot "PM-01"", *Proceedings of the International scientific-practical conference: Alternative and intellectual energetic (Alternativnaya i intellektual'naya energetika: materialy Mezhdunar. nauch.-prakt. konf.)*, Voronezh, VSTU, 2018, pp. 252-253.

2. Medvedev V.A. "Microprocessor control system for "PUMA-560" manipulator", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2017, vol. 13, no. 3, pp. 34-38.

3. Medvedev V.A., Petrenko V.R., Kuzovkin A.V. "Modelling of executive system of robot PUMA-560 in matlab environment", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2011, vol. 7, no. 12-3, pp. 4-6.

4. Zenkevich S.L. "Basics of manipulative robots control: textbook for universities" ("Osnovy upravleniya manipulyatsionnymi robotami"), Moscow, MGU, 2006, 480 p.

5. Medvedev V.A., Shiyarov A.I. "Control by robots and RTS: manual" ("Upravlenie robotami i RTS: ucheb. posobie"), Voronezh, VSTU, 2010, 228 p.

6. Medvedev V.A. "Dynamic control of three-coordinate manipulator, operating in the angular coordinate system", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2019, vol. 15, no. 2, pp. 7-13.

7. Uicker J.J. "Dynamic force analysis of spatial linkages", *Transactions of the ASME Journal of Applied Mechanics*, 1976, vol. 34, pp. 418-424.

8. Kahn M.E., Roth B. "The near-minimum-time control of open-loop articulated kinematic chains", *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, 1971, no 93. pp. 164-172.
9. Yang A.T. "Inertia force analysis of spatial mechanisms", *Transactions of the ASME Journal of Engineering for Industry*, February, 1971, pp. 39-46.
10. Hollerbach J.M. "A recursive formulation of lagrangian manipulator dynamics", *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 1980, vol. 10, no. 11, pp. 730-736.
11. Vukobratovich M., Kircanski N. "New method for real-time manipulator dynamic model, forming on microcomputers", *Proceeding of First Yugoslav-Soviet Symposium on Applied Robotics*, Moscow, 1983, pp. 60-65.
12. Renaud N. "An efficient iterative analytical procedure for obtaining a robot manipulator dynamic model", *Proceedings of First International Symposium of Robotics Research*, Bretton Woods, New Hampshire, USA, 1983, pp. 749-762.
13. Yurevich E.I. "Control by robots and robotic systems: manual" ("Upravlenie robotami i robototekhnicheskimi sistemami: ucheb. posobie"), St. Petersburg, SPbSTU publishing house, 2001, 168 p.
14. Evstifeev A.V. "Microcontrollers AVR of family Mega. User manual" ("Mikrokontrollery AVR semeystva Mega. Rukovodstvo pol'zovatelya"), Moscow, "Dodeka-XXI", 2007, 592 p.
15. Evstifeev A.V. "Microcontrollers AVR of families Tiny and Mega of firm "ATMEL"" ("Mikrokontrollery AVR semeystv Tiny i Mega firmy «ATMEL»"), Moscow, "Dodeka-XXI", 2004, 560 p.

Submitted 09.01.2020; revised 14.02.2020

#### Information about author

**Vladimir A. Medvedev**, Cand. Sc. (Technical), Associate professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: va.medved60@yandex.ru, tel. 8(473)243-77-20, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-3509-2190>

## МЕТОДИКА УПРАВЛЕНИЯ АНТИФРОД-СИСТЕМОЙ В ЛОГИСТИЧЕСКОЙ ОТРАСЛИ НА ОСНОВЕ БАЙЕСОВСКОГО КЛАССИФИКАТОРА

Д.В. Романов, А.А. Рындин, Ю.С. Скворцов

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

**Аннотация:** рассматриваются вопросы по разработке эффективной системы управления клиентами для сервиса по международной доставке посылок. Все увеличивающийся поток электронных операций приводит к увеличению числа потенциально небезопасных транзакций. Компании, осуществляющие услуги через интернет, нуждаются в комплексной антифрод-системе для минимизации экономических, финансовых и репутационных рисков. Система обеспечивает контроль за мошенническими действиями пользователя, хранит историю и ведет статистику по заранее отслеживаемым параметрам, также присутствует оценка клиента, на основании которой будет сделан вывод о правомерности операции. Аналитический модуль системы представляет собой строгий байесовский классификатор, который на основе имеющихся данных по клиенту и транзакциям делает оценку безопасности данной операции. Дано обоснование использования выбранного метода, а также сравнительная характеристика с методами машинного обучения. Модуль управления представляет собой интерфейс для оператора сервиса, который видит историю клиента и оценку его риска, данные по транзакции, и на основе этой информации либо разрешает, либо блокирует операцию. Оценка риска осуществляется с использованием уровня доверия, который в зависимости от действий клиента увеличивается или уменьшается; также от уровня будет зависеть набор действий, который пользователь может выполнять без одобрения сервиса. Антифрод-система разрабатывается под нужды логистической компании, однако при перенстройке параметров проверок может использоваться для любых сервисов с клиентским взаимодействием и электронными операциями

**Ключевые слова:** система управления, антифрод, наивный байесовский классификатор, система поддержки принятия решений, уровни доверия, международная логистика

### Введение

В общем смысле антифрод-система (от англ. fraud – мошенничество) представляет собой комплекс действий по мониторингу и предотвращению неправомερных действий в реальном времени, а также управлению клиентами и оценкой степени их риска [1]. Основным двигателем направления исследований в данной области является все возрастающий поток электронных операций и платежей, а основным заказчиком – банковский сектор.

Несмотря на то, что проблема существует около 20 лет, особую активность она приобрела в последние годы. По данным международной консалтинговой компании The Boston Consulting Group (BCG) объем мошеннических транзакций с 2010 по 2018 год увеличился в 30 раз, и вплоть до 2028 года ежегодно будет увеличиваться на 5,9% в год. Компании, занимавшиеся разработками в этом кластере, стали существенно совершенствовать свои наработки, активно внедряя сложные системы искусственного интеллекта, облачные вычисления и передовые алгоритмы распознавания мошенничества.

Одними из таких распространенных систем являются FICO Application Fraud Manager, Digital Banking Fraud Detection, FraudWall и SAS Fraud and Security Intelligence. Стали проводиться исследования и в России, как одной из развитых стран с объемом электронных операций. Интерес к данному направлению появился и у крупных компаний, таких как Яндекс и Лаборатория Касперского, что в конечном итоге привело к появлению отечественных разработок в области антифрод-защиты.

Помимо этого, проблема антифрода стала проникать и в другие экономические отрасли, так или иначе связанные с банковскими сферами или электронной коммерцией. Для их внутренней работы стали применяться дорогостоящие универсальные разработки, которые не учитывали специфику предметной области отрасли и показывали низкую эффективность, зачастую становясь просто бесполезными. И если крупные компании могли позволить использовать такие системы, то для обычного бизнеса они стали непозволительной роскошью.

Однако рыночная необходимость диктует свои условия, стали появляться как промышленные, так и самописные локальные и проблемно-ориентированные системы, которые не

уступают своим корпоративным аналогам. Антифрод-системы призваны защищать всех участников: пользователей – от кражи данных и денег, компании – от экономических убытков и репутационных рисков, мошенников – от преступлений.

Что касается логистической сферы, то в этой цепочке участвуют покупатель с продавцом, банки, таможня и сам сервис, осуществляющий перевозку [2]. Здесь фигурируют как банковские, так и личные данные клиентов, поэтому каждый этап должен быть под строгим контролем. Учитывая специфику отрасли, необходима комплексная методика управления и эффективный инструмент для защиты от возможных неправомерных действий.

### Структура системы

Базовой концепцией для всех антифрод-систем стало следующее [3]:

1. Отслеживание действий клиента.
2. Автоматизированная проверка каждой транзакции (как простые эвристики, так и сложные условия, а также использование методов машинного обучения).
3. Оценка мошеннического риска.
4. Интерфейс для управления пользователями.
5. Хранение истории клиента.

При появлении подозрительного действия система осуществляет проверку, и если она обнаружила данный факт, то сигнализирует фрод-оператору, который предпринимает дальнейшие действия, основываясь на оценке самого действия, а также общей истории клиента.

Для логистической отрасли характерен большой поток действий клиента, вследствие чего проверка может занимать очень много времени, что скажется на общей производительности антифрод-системы. Поэтому предполагается использование трехуровневой модели проверок, которая включает [4]:

1. Глобальные фильтры – составленный экспертами список значений параметров, при точном соответствии которого действие клиента автоматически отклоняется системой.
2. Простые эвристики – набор продукционных правил, условий, при срабатывании которых транзакция помечается как небезопасная.
3. Ядро классификатора – непосредственно алгоритм, относящий активность пользователя к классу безопасности.

Наглядно изобразим логическую модель системы:

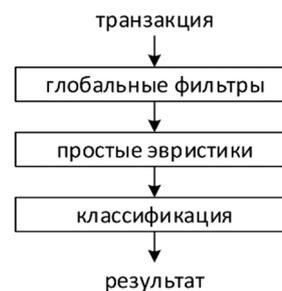


Рис. 1. Схема антифрод-проверок

Основная работа приходится на последний уровень проверок. Именно поэтому важно правильно подобрать инструмент, алгоритм, с помощью которого будет организована данная стадия.

### Проблема выбора алгоритма классификации

Прогрессивным ядром классификации в настоящее время принято считать алгоритмы машинного обучения: нейронные сети, логистическую регрессию, метод опорных векторов, дерево решений, построенное методом градиентного роста и другие [1]. Такой подход позволяет, имея обучающую выборку, настроить модель и использовать ее на новых данных для последующей классификации. Действительно, на небольших объемах тестовой выборки такие модели показывают себя достаточно хорошо, точность распознавания составляет порядка 90%.

Однако проблемы появляются при дальнейшей эксплуатации. И основная из них – негибкость к изменениям. Добавление нового параметра оценки сопровождается потерей точности классификации транзакции. Это объясняется тем, что настроенные параметры моделей взаимосвязаны между собой, в то время как реальные показатели зачастую независимы. К примеру, в логистической отрасли используются критерии для адресов доставки и биллинговой системы для платежей по заказным услугам, которые априори никак между собой не пересекаются и требуют отдельного рассмотрения. В свою очередь алгоритмы машинного обучения рассматривают их сообща, как бы размывая, обобщая все критерии, т.е. возникает ложная корреляция. Это неизбежно приводит к потере точности распознавания. Также замечено, что при большом количестве таких критериев оценка может быть и противоположной реальному, видимой только эксперту при анализе данных. Вследствие этого подобный под-

ход попросту оказывается бесполезным, уровень автоматизации оценивания не соответствует желаемому. В основном проблема решается переобучением и изменением параметров самой модели, на что требуется и время, и дополнительное тестирование. Тем не менее в ряде случаев такой подход будет оправдан.

Альтернативным решением проблемы может служить использование вероятностного классификатора. Байесовский подход к классификации предполагает выбор максимальной апостериорной вероятности, которая вычисляется с помощью функции правдоподобия. Одним из алгоритмов является наивный (строгий) байесовский классификатор. Несмотря на свою примитивность, в задачах классификации именно независимых признаков он показывает правдоподобные результаты и считается эталоном для аналогичных алгоритмов. Также преимуществом данного классификатора являются низкие вычислительные затраты и малое количество данных для обучения, оценки параметров и классификации.

### Использование наивного байесовского классификатора

В основе наивного байесовского классификатора лежит применение одноименной теоремы Байеса с условием независимости событий, по формуле которого необходимо определить вероятность фрода [5]:

$$P(c|t) = \frac{P(t|c)P(c)}{P(t)}, \quad (1)$$

где  $P(c|t)$  – вероятность, что транзакция  $t$  принадлежит к классу безопасности  $c$  (является фродом);  $P(t|c)$  – вероятность встретить транзакцию  $t$  среди класса  $c$ ;  $P(c)$  – безусловная вероятность транзакции класса  $c$ ;  $P(t)$  – безусловная вероятность транзакции  $t$  среди других.

Особенностью данной теоремы является взаимозаменяемость причины и следствия: то есть зная вероятность, по которой конкретная причина приводит к определенному действию, можно вычислить вероятность этого действия при появлении данной причины.

Целью классификации является не определение вероятности, а принадлежность к определенному классу, поэтому для его определения используется оценка апостериорного мак-

симула [6] – то есть максимально вероятного класса:

$$c_{map} = \arg \max_{c \in C} \frac{P(t|c)P(c)}{P(t)}. \quad (2)$$

Поэтому задача сводится к вычислению вероятности всех классов и выбору максимального из них. Так как вероятность транзакции является константой и не влияет на общее ранжирование классов, то знаменатель формулы можно опустить:

$$c_{map} = \arg \max_{c \in C} [P(t|c)P(c)]. \quad (3)$$

Каждая транзакция представляет собой набор определяемых признаков, и они независимы между собой, поэтому условную вероятность транзакции можно представить в виде произведения условных вероятностей каждого из этих признаков [7]:

$$P(t|c) \approx P(w_1|c)P(w_2|c) \dots P(w_n|c) = \prod_{i=1}^n P(w_i|c). \quad (4)$$

Тогда базовую формулу можно представить как:

$$c_{map} = \arg \max_{c \in C} \left[ P(c) \prod_{i=1}^n P(w_i|c) \right]. \quad (5)$$

Так как в процессе работы при большом количестве признаков осуществляется умножение очень маленьких чисел, с целью избегания алгебраического переполнения снизу можно воспользоваться свойством логарифма произведения:  $\log ab = \log a + \log b$  [8]. Свойство монотонности логарифмической функции не изменит параметры, при которых достигается ее максимум, кроме того значение логарифма для чисел близких к нулю существенно превосходят исходное, что делает их более удобными для дальнейшего анализа. При этом основание логарифма может быть любым. Таким образом, формула приобретает следующий вид:

$$c_{map} = \arg \max_{c \in C} \left[ \log P(c) + \sum_{i=1}^n \log P(w_i|c) \right]. \quad (6)$$

Для того, чтобы определить вероятность класса безопасности, воспользуемся формулой:

$$P(c) = \frac{T_c}{T}, \quad (7)$$

где  $T$  – общее количество транзакций в выборке;  $T_c$  – количество транзакций определенного класса.

Для определения условной вероятности каждого из признаков воспользуемся мультиномиальным распределением [8]:

$$P(w_i|c) = \frac{W_{ic}}{\sum_{i' \in V} W_{i'c}}, \quad (8)$$

где  $W_{ic}$  – количество раз, в которых признак  $i$  встречается в транзакциях текущего класса;  $V$  – набор из всех возможных признаков оценки транзакции.

Таким образом, получается отношение количества наблюдаемого признака в транзакции определенного класса.

$$P(w_i|c) = \frac{W_{ic} + z}{\sum_{i' \in V} (W_{i'c} + z)} = \frac{W_{ic} + z}{|V|z + \sum_{i' \in V} W_{i'c}} = \frac{W_{ic} + \min W_c}{|V| \min W_c + \sum_{i' \in V} W_{i'c}}. \quad (9)$$

В итоге данный подход позволяет установить маленькую, но не нулевую вероятность для нового признака, а для существующих признаков вероятность смещается в сторону менее вероятных исходов.

Наглядно продемонстрируем работу данного подхода. Возьмем несколько признаков и частоту их встречи в мошеннических транзакциях:

Таблица 1

Пример частоты признаков транзакции

Номер	Признак	Кол-во транзакций
1	Процент неуспешных платежей более 5	3428
2	Более 2-х стран доставки	2731
3	Не привязаны социальные сети	4965

Введем новый признак – 4 – авторизация из 4 и более устройств. Коэффициент размытия в данном случае будет равен 2731. Рассчитываем вероятность для каждого из признаков; при-

$$c_{map} = \arg \max_{c \in C} \left[ \log \frac{T_c}{T} + \sum_{i=1}^n \log \frac{W_{ic} + \min W_c}{|V| \min W_c + \sum_{i' \in V} W_{i'c}} \right]. \quad (12)$$

Собирая все вместе, определим модель классификатора. Для него необходима ретроспективная выборка по всем классифицирован-

### Использование сглаживания Лапласа

Одной из проблем, связанной с признаками, является добавление нового для анализа. В этом случае значения  $W_{ic}$  и  $P(w_i|c)$  будут равны 0, и, следовательно, будет иметь место нулевая вероятность, что делает невозможным классификацию.

Для обхода этого ограничения можно применить сглаживание Лапласа, общий смысл которого заключается в прибавлении каждому признаку некоторого коэффициента размытия  $z$ , в рамках нашей задачи примем его за минимальное количество проявления из всех признаков [9]:

мер для 1 (\* – с применением размытия Лапласа):

$$(w_1|c) = \frac{3428}{3428 + 2731 + 4965} = 0,3; \quad (10)$$

$$(w_1|c)^* = \frac{3428 + 2731}{4 \times 2731 + 3428 + 2731 + 4965} = 0,28. \quad (11)$$

Получаем сводную статистику:

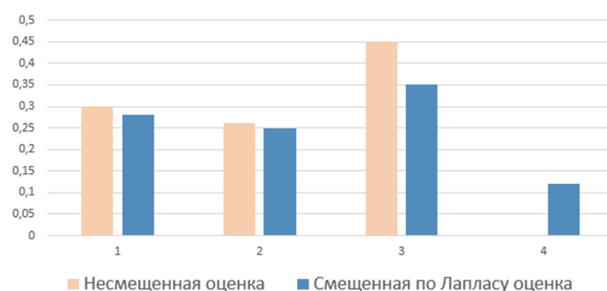


Рис. 2. График сравнения оценок

На графике видно, что вероятность для нового признака (4) гарантированно ненулевая.

Исходя из этого, формула расчета приобретает вид:

ным транзакциям, на основе которой вычисляются следующие параметры:

1. Частоты безопасных и мошеннические транзакций.

2. Количество признаков для классификации транзакции.

3. Частоты признаков для каждого из классифицируемых классов.

4. Минимальное количество из встречающихся признаков.

5. Общее количество признаков.

Далее для каждого класса вычисляется вероятность:

$$\log \frac{T_c}{T} + \sum_{i \in I} \log \frac{W_{ic} + \min W_c}{|V| \min W_c + L_c}, \quad (13)$$

где  $T_c$  – количество транзакций, принадлежащих к классу  $c$ ;  $T$  – общее количество транзакций;  $W_{ic}$  – сколько раз признак  $i$  встречался в классе  $c$ ;  $\min W_c$  – минимальное количество из встречающихся признаков;  $V$  – количество всех признаков;  $L_c$  – суммарное количество признаков в транзакциях класса  $c$ ;  $I$  – множество признаков текущей транзакции.

И в качестве результата выбирается класс с наибольшей вероятностью. К этому классу будет определена транзакция и записана в базе данных, в последующем будет служить в качестве данных для анализа.

### Использование доверительных уровней

В зависимости от того, к какому классу транзакция будет отнесена с точки зрения антифрод-системы, она будет соответствующе обработана. Если подозрения не выявились, то клиент продолжает работать с сервисом без ограничений. В противном же случае происходит регистрация события подозрения на фрод, пользователь попадает в очередь проверки экспертом (администратором системы).

Для того, чтобы добропорядочный клиент при случайном подозрении не попадал сразу в блокировку, имеет смысл воспользоваться системой доверительных уровней (или уровней безопасности). Основа метода состоит в изменении оценки пользователя  $F$  в зависимости от совершаемых действий, которые также имеют оценочную величину  $k$  (причем как положительную, так и отрицательную):

$$F_n = F_{n-1} + k_n. \quad (14)$$

При этом оценка не может превышать определенные границы  $l$ :

$$l_{min} \leq F_n \leq l_{max}, \quad (15)$$

и в случае превышения принимает их значения:

$$F_n = \begin{cases} l_{min}, & F_n < l_{min} \\ l_{max}, & F_n > l_{max} \end{cases}. \quad (16)$$

За основу оценки можно взять усредненное значение границ:

$$F_0 = k_0 = \frac{l_{min} + l_{max}}{2}. \quad (17)$$

В свою очередь диапазон значений разбивается на более мелкие уровни  $n$ :

$$l_{min} < l_1 < l_2 < \dots < l_n < l_{max}, \quad (18)$$

и после оценки активности пользователя ему в соответствие ставится определенный уровень:

$$F_n = l_n, \quad (19)$$

от которого будет зависеть взаимодействие клиента с сервисом.

Такая простая система позволяет оперативно вычислять наглядную оценку пользователя для администратора, которая поможет ему в принятии дальнейшего решения по этому клиенту.

Для логистической отрасли не требуется большое количество уровней, поэтому достаточно стандартных: низкий, средний и высокий риск фрода в диапазоне от 0 до 100:

$$l_{min} = 0; l_{max} = 100; l_1 = 30; l_2 = 70, \quad (20)$$

где высокий уровень располагается в диапазоне  $[0;30]$ , средний –  $(30;70]$ , низкий –  $(70;100]$ .

Для каждого уровня характерна цветовая гамма для визуального восприятия информации: высокий – красный, средний – нейтральный серый или белый, низкий – зеленый. Администратор видит как текущую оценку пользователя, так и последнюю историю изменения оценок (достаточно 5). В том случае, если система ошибочно определила пользователя к фроду, после анализа данных администратор может отменить оценку, транзакция автоматически отметится как безопасная, а уровень клиента не изменится.

Таким образом, использование уровней безопасности является еще одним слоем оценки пользователя. Он призван более мягко отделять

честных клиентов и мошенников. К примеру, при единожды подозрительной транзакции клиент не сразу переходит на уровень доверия ниже, однако с последующими подобными транзакциями уровень начнет стремительно падать. При этом репутация клиента может и улучшаться за определенные действия в системе, определенные администраторами. Такая гибкая система позволяет оперативно по последним действиям оценить клиента и призвана помочь в разрешении спорных ситуаций.

### Параметры и признаки транзакций

В качестве тестовой выборки будем использовать реальные данные по транзакциям, каждая из которых включает в себя следующие параметры [1]:

1. Количество адресов доставки у клиента.
2. Количество адресов доставки в страны с высоким риском фрода (заранее составленный экспертом список).
3. Количество адресов доставки, не соответствующих стране регистрации (определяется при заведении аккаунта).
4. Количество стран доставки.
5. Страна регистрации (определяется по IP при заведении аккаунта).
6. Количество авторизаций не из страны регистрации.
7. Общее количество устройств авторизации (определяется по заголовкам HTTP-запроса).
8. Количество добавленных посылок.
9. Количество успешно отправленных посылок.
10. Количество адресов доставки, куда уже были отправлены посылки.
11. Общее количество платежей на аккаунт.
12. Количество подозрительных операций от платежной системы.
13. Количество стран совершения платежа, отличных от страны регистрации.
14. Количество несовпадений стран банка-эмитента карты от фактической страны совершения платежа (определяется по IP).
15. Внесение средств сверх лимита (определяется экспертом).
16. Общее количество заявок на вывод средств.
17. Одобренных заявок на вывод средств.
18. Общее количество подозрений на фрод от системы.

Последний пункт предполагается использовать уже после запуска антифрод-системы в эксплуатацию, поэтому на текущий момент критерий учитываться не будет.

На основании этих данных выделяются следующие признаки для анализа классификатором:

1. Есть адреса доставки в запрещенную страну.
  2. Есть адреса доставки не из страны проживания.
  3. Более 5 адресов доставки на аккаунт.
  4. Более 2-х стран адресов доставки.
  5. Более 5% авторизаций не из страны регистрации.
  6. 4 и более устройств авторизации.
  7. Более 5 добавленных посылок без успешно отправленных.
  8. Количество адресов с успешно доставленными посылками вдвое меньше всех добавленных адресов.
  9. Количество подозрительных платежных операций более 10%.
  10. Более 5% неуспешных платежей.
  11. Количество банковских карт, с которых были совершены платежи, больше 2-х.
  12. Более 5% несовпадений страны регистрации клиента и банка-эмитента карты платежа.
  13. Более 10% стран совершения платежа не соответствуют стране регистрации.
  14. Более 3 попыток пополнения аккаунта сверх установленного лимита.
  15. Более 20% неодобренных заявок на вывод средств.
  16. Более 1 случая фиксирования подозрения на фрод.
  17. Нет привязанного аккаунт в социальной сети.
  18. Нет привязанного мобильного телефона.
  19. Факт предоставления личной информации (паспорт или иной документ).
  20. Оставлен отзыв хотя бы на одну посылку.
  21. Факт использования прокси-сервиса (на основании IP-адреса).
  22. Язык браузера не соответствует языку сайта (на основании HTTP-заголовка).
  23. Аккаунт клиента не заполнен (без указания ФИО, даты рождения).
  24. Домен электронной почты клиента в «сером» списке.
- Значение у признака бинарное: 1 – если у транзакции он есть, 0 – если нет.

### Расчет вероятностей

Таблица 3

Суммарная статистика признаков и кол-ва транзакций по классам

Параметр	Фрод	Не фрод
Кол-во транзакций с признаками	120436	85709
Суммарное кол-во признаков	12070	6263

Для примера возьмем данные по пяти признакам:

Таблица 2

Статистика транзакций по классам

№ признака	Кол-во фрода	Кол-во безопасных транзакций
3	207	146
5	1533	572
9	4581	3995
11	784	802
17	4965	748

Классифицируем транзакцию, у которой есть признаки № 3, 9 и 17 для классов «фрод» ( $f$ ) и «не фрод» ( $\bar{f}$ ):

$$f = \log \frac{120436}{120436 + 85709} + \log \frac{207 + 207}{5 \times 207 + 12070} + \log \frac{4581 + 207}{5 \times 207 + 12070} + \log \frac{4965 + 207}{5 \times 207 + 12070} \approx -2,56; \quad (21)$$

$$\bar{f} = \log \frac{85709}{120436 + 85709} + \log \frac{146 + 146}{5 \times 146 + 6263} + \log \frac{3995 + 146}{5 \times 146 + 6263} + \log \frac{748 + 146}{5 \times 146 + 6263} \approx -2,86. \quad (22)$$

Так как  $f > \bar{f}$ , то такая транзакция будет классифицирована как фрод.

### Расчет уровней доверия

После того, как транзакция помечается небезопасной, клиент автоматически попадает на ручную проверку администратором. На данном этапе происходит оценка портрета пользователя по следующим критериям (табл. 4).

Таблица 4

Критерии и величины оценок

Критерий оценки	Величина оценки
Оставлен отзыв на доставку, внесение средств на баланс	+5
Успешно отправлена посылка	+10
Заполнение профиля, привязка социальной сети	+20
Неуспешный платеж	-5
Авторизация с нового устройства или в другой стране	-10
Транзакция отмечена как фрод	-30

Для примера возьмем данные пользователя с датой совершения им действий:

- 12.04.2019 – регистрация аккаунта в логистическом сервисе (50 по умолч.).
- 12.04.2019 – заполнения профиля клиента (+20).
- 17.04.2019 – внесение средств через платежную систему (+10).
- 18.04.2019 – попытка вывода средств, транзакция помечена как фрод (-30).
- 01.05.2019 – еще одна попытка вывода средств, транзакция также отмечена как небезопасная (-30).

Администратор, заходя на карточку клиента, видит последнюю историю изменения портрета (с визуальным восприятием уровней доверия) и текущую оценку (рис. 3). Очевидно, что аккаунт подозрительный: пресечена попытка так называемого «отмывания» средств, когда клиент вносит деньги с похищенной карты, и пытается вывести на анонимный кошелек, представляясь чужим человеком с формальным профилем в социальной сети.

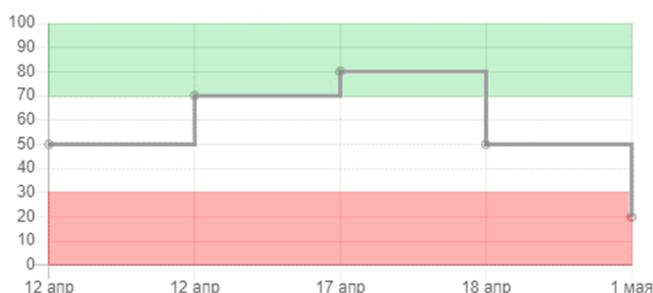


Рис. 3. Антифрод-статистика для клиента

Таким образом, система корректно определила мошенническую активность, отклонив транзакцию и понизив уровень безопасности клиента.

### Анализ результатов

Так как для определения класса транзакции используется простое сравнение оценок и выбор большей, то эта величина не в полной мере отражает точность классификации. Например, необходимо относить к категории небезопасных только те транзакции, у которых вероятность класса «фрод» будет более 60%. Такая вероятностная оценка должна удовлетворять следующим условиям:

1. Оценка лежит в диапазоне от 0 до 1.
2. Сумма всех оценок равна 1.

Для этого необходимо из логарифмических оценок сформировать вероятностное пространство, т.е. избавиться от логарифмов и нормировать сумму по единице [8]:

$$P(c|t) = \frac{e^{q_c}}{\sum_{c' \in C} e^{q_{c'}}}, \quad (23)$$

где  $q_c$  – логарифмическая оценка класса  $c$ .

Таким образом, вероятность фрода для разобранного примера будет выглядеть так:

$$\frac{e^{-2,56}}{e^{-2,56} + e^{-2,86}} \approx 0,575 \quad (24)$$

или 57.5%. В нашем случае порог не был бы преодолен, и транзакция не стала бы считаться за мошенническую.

До конца неизвестно, какими проблемами обладает наивный байесовский классификатор, существуют ли более точные алгоритмы вероятностей классификации на имеющихся данных. Однако на тестовой выборке он показывает себя успешно, его можно рекомендовать к использованию в подобных задачах.

После того, как получена и обработана оценка транзакции, в случае обнаружения признаков фрода она влияет на общую оценку клиента в системе. При этом сам клиент попадает в очередь на проверку фрод-оператором. Функции оператора в данном случае всего две:

1. Подтверждение небезопасной транзакции в случае отсутствия признаков фрода.
2. Отклонение транзакции; при многократных зафиксированных случаях – блокировка пользователя.

Для детального анализа для оператора предусмотрен интерфейс истории клиента, где описана каждая транзакция, набор параметров и признаков, по которым проводилась классификация. Логирование действий предполагает использовать на основе документно-ориентированных систем управления базами данных.

Что касается уровней безопасности, то в зависимости от того, на каком сейчас находится клиент, ему разрешены те или иные действия. Например, если у пользователя средний уровень фрод-риска, то система не даст выводить средства в автоматическом режиме. В то же время низкая степень риска позволит совершать оформление посылок вне дома (например, в командировке или отдыхе за границей).

Для управления действиями в зависимости от уровня безопасности можно использовать методику ACL (Access Control List), которая представляет собой матрицу уровней (субъект) и разрешаемых действий:

Таблица 5

Матрица разрешаемых действий

Уровень риска	Действие 1	Действие 2	...	Действие N
Низкий	+	+	+	+
Средний	+	-	+	-
Высокий	+	-	-	-

В табл. 5 «+» означает, что действие разрешено, а «-» – запрещено.

Таким образом, адаптивная настройка позволяет более гибко подходить к контролю за пользователем и в некоторых случаях сразу одобрять (или запрещать) определенное действие без анализа и классификации всей транзакции, что позволит сэкономить вычислительные ресурсы.

Перспектива развития системы заключается в поиске более точных алгоритмов распознавания фрода, а также совершенствования методики управления клиентами и их активностью.

### Заключение

Разрабатываемая антифрод-система позволяет на начальном этапе пресекать мошеннические действия, блокируя дальнейшую активность, и включает себе элементы управления транзакциями и клиентами. Классификация действий возможна как с использованием вероятностного подхода, так и с помощью алгоритмов машинного обучения.

Так как большинство параметров являются практически независимыми, предпочтительным будет использование байесовского классификатора. Результаты исследований показывают преимущество данного подхода в долгосрочной перспективе, а относительная простота реализации и низкие вычислительные затраты являются существенными критериями при использовании его в качестве основного алгоритма «мозга» системы.

Учет предметной специфики с помощью экспертов в данной области позволяет выделить основные критерии проверок, однако и при добавлении новых или изменении существующих система корректно дает оценку и не требует переобучения или дополнительной подстройки. При неизбежном падении точности распознавания с количеством входных данных и исследуемых параметров такой подход позволяет стабильно держать оценку на достаточно высоком уровне, что говорит о полезности практического применения.

Для помощи в принятии решения по клиенту применена система доверительных уровней. Действия клиента влияют на шкалу оценки в обоих направлениях, для каждого из которых определен свой номинал. Использование верхних и нижних границ способствует своевременному реагированию на изменение оценки и миграции между уровнями.

Для каждого уровня безопасности определяется конкретный набор разрешающих действий и ограничений. Лицо, принимающее решение, видит и текущие данные по классифицированной транзакции, и графическую историю оценок клиента, что помогает при разрешении спорных ситуаций. Также для него доступна история всех действия для более детального анализа.

Описанные методы управления клиентской активностью могут использоваться в смежных отраслях при соответствующей подстройке признаков классификации действий.

С учетом небольших трудозатрат на разработку и эффективности работы использование антифрод-системы позволяет использовать ее в качестве надежного инструмента для пресечения и своевременного реагирования на любые возникающие попытки мошенничества [2].

#### Литература

1. Романов Д.В., Рындин Н.А. Проектирование системы обнаружения мошеннических транзакций в сфере международной логистики // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. Воронеж: ВИВТ, 2018. № 4 (23). С. 481-493.
2. Романов Д.В. Концепция управления антимошеннической деятельностью в международной логистике // Интеллектуальные информационные системы: тр. междунар. науч.-практ. конф. Воронеж: ВГТУ, 2018. Ч. 1. С. 158-161.
3. Кудряшова О.А., Ильина А.В. Аналитическая система антифрод как комплекс мер для оценки риска финансовых транзакций // Актуальные вопросы экономической теории: развитие и применение в практике российских преобразований: материалы VII междунар. науч.-практ. конф. Уфа: УГАТУ, 2018. С. 193-196.
4. Romanov D.V. The concept of anti-fraud management in international logistics // Антропоцентрические науки: инновационный взгляд на образование и развитие личности: материалы VII междунар. науч.-практ. конф. Воронеж: ИПЦ Научная, 2018. С. 323-324.
5. Палий И.А. Теория вероятностей: учеб. пособие. М.: ИНФРА-М, 2017. 578 с.
6. Mukherjee S., Sharma N. Intrusion Detection using Naive Bayes Classifier with Feature Reduction // Procedia Technology. Elsevier, 2012. Vol. 4 (23). PP. 119-128.
7. Gandhi R. Naive Bayes Classifier. URL: <https://towardsdatascience.com/naive-bayes-classifier-81d512f50a7c>
8. Баженов Д. Наивный байесовский классификатор. URL: <http://bazhenov.me/blog/2012/06/11/naive-bayes.html>
9. Нестеров П. Фильтрация смс спама с помощью наивного байесовского классификатора. URL: <https://habr.com/ru/post/184574/>

Поступила 19.12.2019; принята к публикации 14.02.2020

#### Информация об авторах

**Романов Дмитрий Валерьевич** – аспирант кафедры систем автоматизированного проектирования и информационных систем, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: [fortsq@gmail.com](mailto:fortsq@gmail.com)

**Рындин Александр Алексеевич** – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: [alexandr.a.ryndin@me.com](mailto:alexandr.a.ryndin@me.com)

**Скворцов Юрий Сергеевич** – аспирант кафедры систем автоматизированного проектирования и информационных систем, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: [zokwild@gmail.com](mailto:zokwild@gmail.com)

## CONTROL METHODOLOGY OF THE ANTIFRAUD SYSTEM IN LOGISTICS BASED ON THE BAYES CLASSIFIER

D.V. Romanov, A.A. Ryndin, Yu.S. Skvortsov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

**Abstract:** the article is devoted to the design of effective control system for the international parcel delivery service. Because of the growth of e-operations, potentially unsafe transactions count is increasing. Companies that provide services over the Internet need a complex antifraud system to minimize economic, financial and reputation risks. The system provides control over fraudulent user actions, stores a history and keeps statistics on monitored parameters; there is also a client's assessment, which will help to conclude the legality of the operation. The analytical module of the system is a naive Bayes classifier, which makes a security assessment of this operation based on the available data of a client and their transactions. The article gives the justification given for using this approach as well as comparative characteristics with machine learning methods. The control module is an interface for the service operator, who sees the client's history and risk assessment, transaction data and based on this information he/she either allows or blocks the operation. Risk assessment is implemented using confidence level, which, depending on the actions of a client, increases or decreases, the set of actions that the client can make in the service will depend on this level. Antifraud system is developed for the needs of a logistics company, but can be used for any services with client interaction and electronic operations if we reconfigure parameters

**Key words:** control system, antifraud, naive Bayes classifier, decision support system, confidence levels, international logistics

### References

1. Romanov D.V., Ryndin N.A. "Fraudulent transactions detection system design in international logistics", *Modeling, optimization and information technology (Modelirovanie, optimizatsiya i informatsionnye tekhnologii)*, Voronezh, VIHT, 2018, no. 4 (23), pp. 481-493
2. Romanov D.V. "The concept of anti-fraud management in international logistics", *Intelligent Information Systems: Proc. of the Intern. Scientific-Practical Conf. (Intellektualne informatsionne sistemy: tr. mezhdunar. nauch.-prakt. konf.)*, Voronezh, VSTU, 2018, part 1, pp. 158-161
3. Kudryashova O.A., Ilyina A.V. "Antifraud analytical system as a set of measures for assessing the risk of financial transactions", *Actual Problems of Economic Theory: the Development and Application of Russian Transformations in Practice: proceedings of the VII International Conference (Aktualne voprosy ekonomicheskoy teorii: razvitie i primeneniye v praktike rossiyskikh preobrazovaniy: mat. VII mezhdunar. nauch.-prakt. konf.)*, Ufa, UGATU, 2018, pp. 193-196
4. Romanov D.V. "The concept of anti-fraud management in international logistics", *Anthropocentric Sciences: an Innovative View of Education and Personal Development: proc. of the VII international. scientific-practical conf. (Antropotsentricheskie nauki: innovatsionnyy vzglyad na obrazovanie i razvitie lichnosti: mat. VII mezhdunar. nauch.-prakt. konf.)*, Voronezh, Nauchnaya kniga, 2018, pp. 323-324
5. Paliy I.A. "Probability theory" ("Teoriya veroyatnostey: ucheb.posobie"), Moscow, INFRA-M, 2017, 578 p.
6. Mukherjee S., Sharma N. "Intrusion detection using naive Bayes classifier with feature reduction", *Procedia Technology*, Elsevier, 2012, vol. 4 (23), pp. 119-128
7. Gandhi R. "Naive Bayes classifier", available at: <https://towardsdatascience.com/naive-bayes-classifier-81d512f50a7c>
8. Bazhenov D. "Naive Bayes classifier" ("Naivnyy bayesovskiy klassifikator"), available at: <http://bazhenov.me/blog/2012/06/11/naive-bayes.html>
9. Nesterov P. "Filtering SMS spam using a naive Bayes classifier" ("Fil'tratsiya sms spama s pomoshch'yu naivnogo bayesovskogo klassifikatora"), available at: <https://habr.com/ru/post/184574/>

Submitted 19.12.2019; revised 14.02.2020

### Information about the authors

**Dmitriy V. Romanov**, Graduate student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: [fortsq@gmail.com](mailto:fortsq@gmail.com)  
**Aleksandr A. Ryndin**, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: [alexandr.a.ryndin@me.com](mailto:alexandr.a.ryndin@me.com)  
**Yuriy S. Skvortsov**, Graduate student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: [zokwild@gmail.com](mailto:zokwild@gmail.com)

## МНОГОМЕТОДНЫЙ ПОДХОД К УПРАВЛЕНИЮ СЛОЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ НА ОСНОВЕ КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ ПРОЦЕДУР ЧИСЛЕННОЙ ОПТИМИЗАЦИИ МЕТОДАМИ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Б.Н. Тишуков, Я.Е. Львович, Д.В. Иванов, Э.И. Воробьев, А.В. Мандрыкин

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

**Аннотация:** рассматриваются проблемы, возникающие при управлении сложными объектами, предлагается подход, позволяющий повысить эффективность функционирования сложных объектов на основе применения процедур параметрической, структурной и структурно-параметрической оптимизации в комплексе с компьютерным моделированием. Предложенный математический аппарат интегрируется в рамках единой среды численной оптимизации (градиентные и псевдоградиентные методы, эволюционные алгоритмы, алгоритмы структурной оптимизации, методы поисковой оптимизации) и многометодного моделирования (аналитическое, имитационное и нейросетевое моделирование), которая позволяет сформировать множество перспективных вариантов функционирования исследуемых объектов (совокупность набора структурных компонентов и параметрических характеристик). В частности, обобщенную схему оптимизационной процедуры можно представить в следующем виде: формирование параметров оптимизационной модели объекта на основе его особенностей; определение степени значимости критериев оптимальности; формализованное представление оптимизационной модели решаемой задачи; выбор численных методов и алгоритмов для поиска оптимального решения. Далее осуществляется проверка полученного(ых) в ходе применения оптимизационных процедур значения(ий) на эффективность с помощью использования аппарата компьютерного моделирования. Далее эксперт на основе анализа результатов моделирования осуществляет выбор наилучшего варианта из множества, который выступает управленческим решением

**Ключевые слова:** сложный объект, численная оптимизация, компьютерное моделирование, структура системы поддержки принятия решений, многометодный подход

### Введение

В настоящее время одной из значимых проблематик, возникающих при решении задач повышения эффективности функционирования сложных объектов, является развитие и совершенствование математических средств их моделирования и методов оптимизации. Для решения задач данного класса представим сложные объекты в виде стохастических систем. При этом, в зависимости от конкретных условий решаемой оптимизационной задачи таких систем и выбранного нами метода моделирования, будем сводить задачу к одному из стандартных видов: параметрическая, структурная и структурно-параметрическая.

### Структурная схема формирования процедур многометодной интеграции поиска эффективного решения в процессе управления сложными объектами

Под сложным объектом будем понимать набор структурных элементов, множество связей, установленных между ними и параметри-

ческих характеристик, при которых функционирование такого объекта с учетом зафиксированного множества структурных компонентов, связей между ними и параметров в рамках существующих условий является наиболее рациональным при помощи выбора из множества альтернативных вариантов. При этом такие объекты обладают рядом свойств, описанных в работе [1].

Исходя из сформулированного понятия, можно сделать вывод о том, что отличительная особенность класса объектов такого рода заключается в оптимальном поиске набора параметров и вариантов структуры за счет перебора возможных вариантов изменений в рамках заданных ограничивающих факторов и допустимых параметров. При этом необходимо учитывать как дискретный тип величин, характеризующий их, так и непрерывный.

Объединим задачи параметрической, структурной и структурно-параметрической оптимизации в рамках поисковой среды оптимизации. В данной среде будут осуществляться формирование оптимизационной модели соответствующего типа и реализация процедур их решения, основанных на различных методах численной оптимизации в зависимости от заданного типа. После этого будем осуществ-

лять дополнение поисковой оптимизации одним из методов компьютерного моделирования (аналитические методы, нейросетевое и имитационное моделирование).

Затем на основе результатов численной оптимизации и компьютерного моделирования формируется множество перспективных вариантов объектов, позволяющих повысить

эффективность его функционирования. Далее лицо, принимающее решение, на основе экспертного оценивания результатов моделирования осуществляет окончательный выбор наилучшего из предложенных вариантов.

Обобщенную структуру системы моделирования и оптимизации представим в виде схемы на рисунке.



Обобщенная структура системы моделирования и оптимизации сложных объектов

**Разработка и описание процедур формирования оптимизационных моделей сложных объектов в рамках поисковой среды оптимизации**

Как уже было сказано в предыдущем разделе данной статьи, существует некий сложный объект, для которого требуется найти оптимальную структуру с целью повышения эффективности его функционирования. При этом мы знаем вид искомого решения и существующие ограничения на его параметры и структурные компоненты, а также мы знаем, какими связями между структурными компонентами объекта допускается варьирование (элементами его структуры, связями между ними и параметрами объекта).

Известно, что эффективность функционирования сложного объекта будет определяться в соответствии с заданными одним или несколькими критериями, которые оказывают влияние на его оптимальность. Такой критерий (группа критериев) будет определен как критерий оптимальности в условиях решаемой конкретной задачи.

На основании свойств, рассмотренных в работе [1], которые характеризуют отличительные особенности сложного объекта и параметры его оптимизационной модели, задачу оптимизации сложных объектов будем рассматривать в виде обобщенной инвариантной модели ( $\mu_1$ ) [2]:

$$\begin{aligned} f_{i1} &= (x^1, x^2, x^3) \rightarrow \max_{x^1, x^2, x^3}, i_1 = \overline{1, I_1}, \\ f_{i2} &= (x^1, x^2, x^3) \leq b_{i2}, i_2 = \overline{1, I_2}, \\ x_j^1 &= \begin{cases} 1, & j = \overline{1, J}, \\ 0, & \end{cases} \quad (1) \\ x_l^2 &= (x_{l1}^2, \dots, x_{lm}^2, \dots, x_{ln}^2), l = \overline{1, L}, x_{lm}^2 \geq 0, m = \overline{1, M}, \\ x_n^{3\min} &\leq x_n^3 \leq x_n^{3\max}, n = \overline{1, N}, x_n^{3\min} \geq 0, n = \overline{1, N}. \end{aligned}$$

Исходя из особенностей решаемых задач, модель  $\mu_1$  можно привести к виду частных моделей  $\mu_2, \mu_5$ :

- однокритериальная оптимизационная модель ( $\mu_2$ ):

$$\begin{aligned} \psi_{i2} &= (x^1, x^2, x^3) \rightarrow \max_{x^1, x^2, x^3}, \\ f_{i2} &= (x^1, x^2, x^3) \leq b_{i2}, i_2 = \overline{1, I_2}, \\ x_j^2 &= \begin{cases} 1, & j = \overline{1, J}, \\ 0, & \end{cases} \quad (2) \\ x_l^2 &= (x_{l1}^2, \dots, x_{lm}^2, \dots, x_{ln}^2), l = \overline{1, L}, x_{lm}^2 \geq 0, m = \overline{1, M}, \\ x_n^{3\min} &\leq x_n^3 \leq x_n^{3\max}, n = \overline{1, N}, x_n^{3\min} \geq 0, n = \overline{1, N}. \end{aligned}$$

- многокритериальная оптимизационная модель без ограничений ( $\mu_3$ ):

$$\begin{aligned} f_{i1} &= (x^1, x^2, x^3) \rightarrow \max_{x^1, x^2, x^3}, i_1 = \overline{1, I_1}, \\ x_j^1 &= \begin{cases} 1, & j = \overline{1, J}, \\ 0, & \end{cases} \quad (3) \\ x_l^2 &= (x_{l1}^2, \dots, x_{lm}^2, \dots, x_{ln}^2), l = \overline{1, L}, x_{lm}^2 \geq 0, m = \overline{1, M}, \\ x_n^{3\min} &\leq x_n^3 \leq x_n^{3\max}, n = \overline{1, N}, x_n^3 \geq 0, n = \overline{1, N}. \end{aligned}$$

- оптимизационная модель, учитывающая дискретные и альтернативные переменные ( $\mu_4$ ):

$$\begin{aligned} f_{ij} &(x^1, x^2) \rightarrow \max_{x^1, x^2}, i_1 = \overline{1, I_1} \\ f_{i2} &(x^1, x^2) \leq b_{i2}, i_2 = \overline{1, I_2} \quad (4) \\ x_j^1 &= \begin{cases} 1, & j = \overline{1, J} \\ 0, & \end{cases} \\ x_l^2 &= (x_{l1}^2, \dots, x_{lm}^2, \dots, x_{ln}^2), l = \overline{1, L}, x_{lm}^2 \geq 0, m = \overline{1, M} \end{aligned}$$

- однокритериальная оптимизационная модель без учета ограничений, включающая только переменные дискретного типа ( $\mu_5$ ):

$$\begin{aligned} f(x_k, x_l, \dots, x_m) &\rightarrow \max_{x_k, x_l, \dots, x_m}, \\ \left\{ \begin{aligned} x_k &= \{x_k^1, x_k^2, \dots, x_k^K\}, x_k \in K', \\ x_l &= \{x_l^1, x_l^2, \dots, x_l^L\}, x_l \in L', \\ &\dots \\ x_m &= \{x_m^1, x_m^2, \dots, x_m^M\}, x_m \in M', \\ x_k &> 0, x_l > 0, \dots, x_m > 0. \end{aligned} \right. \quad (5) \end{aligned}$$

где  $K', L', \dots, M'$  - множества вариантов решений (множества допустимых вариантов параметров исследуемого объекта).

Из (5) имеем, что целевая функция, выраженная в виде  $f(x_k, x_l, \dots, x_m)$ , будет отобра-

жать зависимость критерия оптимальности от основных параметров объекта.

Переменные оптимизационной модели будут иметь ряд ограничений, заданных в дискретном виде, при этом их значения будут выбираться из набора конечных множеств  $K', L', \dots, M'$  соответственно и принимать строго положительные значения.

Решением сформулированной задачи будет некий вектор  $X$ , представленный в виде (6):

$$X = \left\{ \begin{array}{l} x_k^{n1} \\ x_l^{n2} \\ \dots \\ x_m^{nN} \end{array} \right\} \quad (6)$$

В дальнейшем основные исследования будут посвящены модели  $(\mu_5)$ . Это обусловлено тем, что она является наиболее распространенной при решении прикладных задач практической направленности.

Разработана и описана схема выбора структуры оптимизационной модели, в зависимости от конкретных особенностей реализации свойств 1 и 4 объекта со сложной структурой, представленных в [1].

Наилучшими для решения оптимизационных задач  $\mu_1, \mu_5$  служат методы вариационного моделирования [4] и многоальтернативной оптимизации [3].

С помощью методики комплексирования отдельных модулей указанных методов предлагается обобщенный алгоритм [1].

Для его использования требуются предварительные преобразования исходных задач  $\mu_1, \mu_5$  и входящих в них переменных [1]:

1. Осуществление перехода от  $\mu_1, \mu_4$  к модели  $\mu_2$  путем введения следующей эквивалентной аддитивной функции [5]:

$$\psi(x^1, x^2, x^3) = \sum_{i_j=1}^{I_1} \alpha_{i_j} \psi_{i_j}(x^1, x^2, x^3),$$

где  $\alpha_{i_l}$  - весовые коэффициенты,

$$0 \leq \alpha_{i_l} \leq 1, \quad i_l = \overline{1, I_1}, \quad \sum_{i_l=1}^{I_1} \alpha_{i_l} = 1.$$

2. Осуществление перехода от моделей  $\mu_1, \mu_2, \mu_4$  к модели  $\mu_3$  с одним критери-

ем  $\psi(x^1, x^2, x^3)$  путем формирования некоторой функции [6]:

$$F(x^1, x^2, x^3, y) = \psi(x^1, x^2, x^3) + \sum_{i_2=1}^{I_2} y_{i_2} (b_{i_2} - f_{i_2}(x_i)),$$

где  $y_{i_2}$  - коэффициенты заданной эквивалентной функции,  $y_{i_2} \geq 0$ .

3. Осуществление перехода от дискретных переменных  $x_l^2$  к альтернативным переменным с помощью одного из методов:

а) Заменяется набором альтернативных переменных, соответствующих номерам  $l_m$  координат вектора  $x_l^2$ :

$$x_{l_m}^2 = \begin{cases} 1, & \text{если при поиске используется} \\ & \text{значение } x_l^2 = x_{l_m}^2, l = \overline{1, L}, m = \overline{1, M} \\ 0, & \text{в противном случае} \end{cases}$$

б) в случае целочисленных значений координат  $x_{l_m}^2$  они приравниваются в двоичном исчислении

$$x_{l_m}^2 = 1 + 2z_{1l} + 4z_{2l} + \dots,$$

$$\text{где } z_{1l}, z_{2l}, \dots = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}.$$

Индексы  $l, 2, \dots$  характеризуют разряды двоичного числа. Учитывая, что при выборе определенного разряда появляются числа  $x_{l_m}^2 > x_{l_m}^2$ , их необходимо в поисковой процедуре исключать алгоритмически [7].

4. Использование механизмов рандомизации и сглаживания для выполнения перехода от моделей  $\mu_1, \mu_5$  к эквивалентным. Рандомизация множества переменных – переход к процедуре реализации их значений в рамках вычислительной среды с помощью псевдослучайных чисел.

$$\tilde{x}_i^1, j = \overline{1, J}, \quad \tilde{x}_l^2, j = \overline{1, L}, \quad \tilde{x}_n^3, j = \overline{1, N}.$$

Так как использование процедуры рандомизации влечет за собой случайные реализации функций  $\tilde{f}_{i1}, \tilde{f}_{i2}$ , то для осуществления перехода к эквивалентным поставленным оптимизационным задачам применяют механизм сглаживания, а именно, переход к математическим ожиданиям на множествах случайных реализаций  $\hat{f}_{i1}, \hat{f}_{i2}$ .

Использование классических оптимизационных методов для решения сформулированной задачи представляет собой достаточно трудоемкий процесс, а при определенных

условиях – невозможным. Это выражено несколькими факторами: многоэкстремальность и высокая вычислительная сложность оптимизируемой функции, нелинейность и большая размерность области поиска решений и т.д. Исходя из этого, для решения рассматриваемого класса оптимизационных задач в качестве математического аппарата выбраны эволюционные алгоритмы и методы псевдоградиентной и градиентной оптимизации.

Дополнением к оптимизационным процедурам, позволяющим определить эффективность каждого из полученных решений в среде решений, предлагается использовать среду многометодного моделирования. По результатам анализа результатов, полученных с помощью моделирования, экспертом осуществляется выбор наилучшего варианта исходного объекта (его структуры или параметрических характеристик).

### Выводы

Предложенная среда предназначена для решения задач повышения эффективности функционирования сложных объектов, при этом с помощью предложенных методов возможно осуществить учет влияния как структурных компонентов объекта, так и его параметрических характеристик, что предполагает

получение значительных результатов в данной области.

### Литература

1. Тишуков Б.Н. Структурное моделирование сложных объектов на основе интегрированной программной среды численной оптимизации: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.18. Воронеж, 2019. 126 с.
2. Тишуков Б.Н. Повышение эффективности функционирования объектов со структурно-вариативной формой управления на основе оптимизационного моделирования // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. 2018. Т. 6. № 1. URL: [https://moit.vivt.ru/wp-content/uploads/2018/01/Tishukov\\_1\\_1\\_18.pdf](https://moit.vivt.ru/wp-content/uploads/2018/01/Tishukov_1_1_18.pdf).
3. Львович Я.Е. Многоальтернативная оптимизация: теория и приложения. Воронеж: Кварта, 2006. 415 с.
4. Кочерга М.С., Шмойлов В.И. Построение реконфигурируемых вычислительных систем на однородных вычислительных средах // Вестник Южного научного центра РАН. М.: Наука, 2008. Т. 4. № 2. С. 8–26.
5. Батищев Д.И., Львович Я.Е., Фролов В.Н. Оптимизация в САПР: учебник для Вузов. Воронеж: Изд-во Воронеж. гос. ун-та, 1997. 415 с.
6. Карпенко А.П. Современные алгоритмы поисковой оптимизации. Алгоритмы, вдохновленные природой: учеб. пособие. М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2014. 446 с.
7. Тишуков Б.Н., Львович Я.Е. Разработка процедур численной оптимизации объектов со структурно-вариативным управлением на основе использования популяционных алгоритмов // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2016. Т. 12. № 3. С. 12-16.

Поступила 10.01.2020; принята к публикации 13.02.2020

### Информация об авторах

**Тишуков Борис Николаевич** – канд. техн. наук, старший преподаватель кафедры систем автоматизированного проектирования и информационных систем, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: [tishukov\\_boris@mail.ru](mailto:tishukov_boris@mail.ru)

**Львович Яков Евсеевич** – д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой систем автоматизированного проектирования и информационных систем, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: [sapis@vorstu.ru](mailto:sapis@vorstu.ru)

**Иванов Денис Вячеславович** - старший преподаватель кафедры систем автоматизированного проектирования и информационных систем, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: [ivanov.fitkb@mail.ru](mailto:ivanov.fitkb@mail.ru)

**Воробьев Эдуард Игоревич** – канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры систем автоматизированного проектирования и информационных систем, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: [vorob.68@mail.ru](mailto:vorob.68@mail.ru)

**Мандрыкин Андрей Владимирович** – канд. техн. наук, доцент, проректор по довузовской работе и организации приема, Воронежский государственный технический университет (394026, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: [Andrey-Man@inbox.ru](mailto:Andrey-Man@inbox.ru)

## MULTI-METHOD APPROACH TO COMPLEX OBJECTS MANAGEMENT BASED ON COMPLEXING PROCEDURES OF NUMERICAL OPTIMIZATION BY COMPUTER MODELING METHODS

**B.N. Tishukov, Ya.E. L'vovich, D.V. Ivanov, E.I. Vorob'yev, A.V. Mandrykin**

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

**Abstract:** the article discusses the problems that arise when managing complex objects; an approach is proposed that makes it possible to increase the functioning efficiency of complex objects through the use of parametric, structural, and structural-parametric optimization procedures in combination with computer modeling. The proposed mathematical apparatus is integrated in the framework of a unified medium of numerical optimization (gradient and pseudo-gradient methods, evolutionary algorithms, structural optimization algorithms, search engine optimization methods) and multi-method modeling (analytical, simulation and neural network modeling), which allows you to create many promising options for the functioning of the studied objects (a combination of a set of structural components and parametric characteristics). Further, the expert, based on an analysis of the simulation results, selects the best option from the set that acts as a management decision

**Key words:** complex object, numerical optimization, computer modeling, structure of a decision support system, multi-method approach

### References

1. Tishukov B.N. “Structural modeling of complex objects based on an integrated software environment for numerical optimization” (“Strukturnoe modelirovanie slozhnykh ob’ekтов na osnove integrirovannoy programmnoy sredy chislennykh optimizatsii”), Cand. tech. sciences dis., Voronezh, 2019, 126 p.
2. Tishukov B.N. “Improving the efficiency of functioning of objects with a structurally variable form of control based on optimization modeling”, *Modeling, Optimization and Information Technology (Modelirovanie, optimizatsiya i informatsionnye tekhnologii)*, 2018, vol.6, no. 1, available at: [https://moit.vivt.ru/wp-content/uploads/2018/01/Tishukov\\_1\\_1\\_18.pdf](https://moit.vivt.ru/wp-content/uploads/2018/01/Tishukov_1_1_18.pdf).
3. Lvovich Ya.E. “Multi-alternative optimization: theory and applications” (“Mnogol’ternativnaya optimizatsiya: teoriya i prilozheniya”), Voronezh, Kvarta, 2006, 415 p.
4. Kocherga M.S., Shmoylov V.I. “Building reconfigurable computing systems on homogeneous computing environments”, *Bulletin of Southern Scientific Center of Russian Academy of Sciences (Vestnik Yuzhnogo nauchnogo tsentra RAN)*, 2008, vol. 4, no. 2, p. 8-26.
5. Batishchev D.I., Lvovich Ya.E., Frolov V.N. “Optimization in CAD: a textbook for high schools” (“Optimizatsiya v SAPR: uchebnik dlya VUZov”), Voronezh, Publishing house of Voronezh State University, 1997, 415 p.
6. Karpenko A.P. “Modern search engine optimization algorithms. Algorithms inspired by nature: manual” (“Sovremennyye algoritmy poiskovoy optimizatsii. Algoritmy, vdokhnovlennyye prirodoy: ucheb. posobie”), Moscow, Publishing house of N.E. Bauman MSTU, 2014, 446 p.
7. Tishukov B.N., L’vovich Ya.E. “Development of procedures for numerical optimization of objects with structurally variable control based on the use of population algorithms”, *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2016, vol.12, no. 3, p. 12-16.

Submitted 10.01.2020; revised 13.02.2020

### Information about the authors

**Boris N. Tishukov**, Cand. Sc. (Technical), Assistant Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: [tishukov\\_boris@mail.ru](mailto:tishukov_boris@mail.ru)

**Yakov E. L’vovich**, Dr. Sc. (Technical), Professor, Head of the Department of SAPRIS, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: [sapis@vorstu.ru](mailto:sapis@vorstu.ru)

**Denis V. Ivanov**, Assistant Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: [ivanov.fitkb@mail.ru](mailto:ivanov.fitkb@mail.ru)

**Eduard I. Vorob’yev**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: [vorob.68@mail.ru](mailto:vorob.68@mail.ru)

**Andrey V. Mandrykin**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Vice-Rector for pre-university work and organization of admission, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: [Andrey-Man@inbox.ru](mailto:Andrey-Man@inbox.ru)

## АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ ДЛЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

А.К. Тищенко<sup>1</sup>, Е.М. Васильев<sup>2</sup>, А.О. Тищенко<sup>2</sup>

<sup>1</sup>ЗАО «Орбита», г. Воронеж, Россия

<sup>2</sup>Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

**Аннотация:** решается задача построения математической модели солнечной батареи как объекта управления в составе системы электроснабжения космического аппарата. Рассмотрена внутренняя структура фотоэлемента и составлена его расчётная схема, учитывающая собственную ёмкость элемента и индуктивность монтажных соединений. Составлена полная нелинейная математическая модель солнечной батареи в аналитическом виде, учитывающем обратный ток  $p$ - $n$ -перехода и внутренние сопротивления фотоэлементов. Получены соотношения, позволяющие в результате решения системы уравнений неявного вида воспроизводить в реальном масштабе времени изменение напряжения на выходе батареи в зависимости от тока нагрузки, плотности светового потока и температуры фотоэлементов. Для отражения динамических свойств солнечной батареи в модель введено полное комплексное сопротивление фотоэлектрических ячеек. На основе реальных технических параметров фотоэлементов и солнечной батареи в сборе построены вольтамперные характеристики и проведён анализ частотных характеристик фотоэлектрических преобразователей, подтверждающие адекватность предложенной модели. Рассчитана эквивалентная схема замещения солнечной батареи и выявлены условия, при которых в батарее возникает резонанс напряжений. Получены рекомендации по выбору частоты широтно-импульсных преобразователей, сопрягаемых с солнечными батареями в бортовых системах электроснабжения космических аппаратов

**Ключевые слова:** возобновляемая энергетика, солнечные батареи, электроснабжение, космические аппараты

### Введение

Солнечные батареи, предназначенные для использования в космических аппаратах, являются составной частью соответствующих систем электроснабжения и функционально относятся к объектам управления этих систем [1-4].

Проектирование систем электроснабжения предполагает построение моделей солнечных батарей, статические и динамические характеристики которых адекватны реальным устройствам. Многочисленные работы по моделированию солнечных батарей [5-9] посвящены, главным образом, описанию их статических – вольт-амперных характеристик и не раскрывают динамические свойства батарей, тогда как именно динамические характеристики играют важную роль при синтезе замкнутых систем управления электроснабжением космических аппаратов.

В предлагаемой работе решается задача построения математической модели солнечной батареи как объекта управления с учётом его динамических свойств.

### Расчётная схема замещения

Расчётная схема одной ячейки солнечной батареи, содержащей  $N_{\text{пс}}$  фотоэлементов, включённых последовательно, и  $N_{\text{пр}}$  этих последо-

вательных цепочек, включённых параллельно, показана на рис. 1 [6, 10].

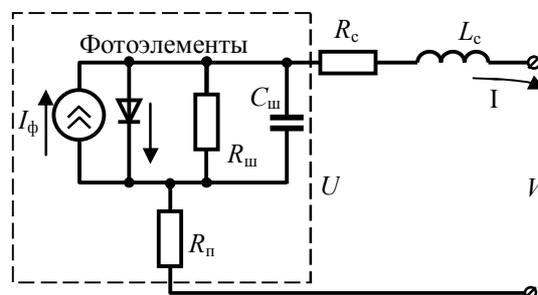


Рис. 1. Расчётная схема ячейки солнечной батареи

На рис. 1 обозначены:  $I$  – ток нагрузки;  $I_{\phi}$  – фототок (идеальный источник тока);  $I_{\text{д}}$  – обратный ток  $p$ - $n$ -перехода;  $U$  – напряжение на выходе фотоэлемента;  $V$  – напряжение на выходных зажимах ячейки;  $R_{\text{ш}}$  – сопротивление параллельной цепи утечки тока в одном фотоэлементе;  $R_{\text{п}}$  – последовательное сопротивление одного фотоэлемента;  $C_{\text{ш}}$  – ёмкость фотоэлемента;  $R_{\text{с}}$  и  $L_{\text{с}}$  – активное сопротивление и индуктивность кабельной сети ячейки.

### Вольтамперная характеристика в комплексной форме

Взаимосвязь между током нагрузки и напряжением на выходе ячейки удобно устано-

вить в частотной области в виде системы уравнений:

$$I(j\omega) = N_{\text{пр}} \left( \begin{array}{c} I_{\phi} - I_{\text{д}}(j\omega) - \\ \frac{V(j\omega) + I(j\omega) \cdot R_{\text{п}}}{N_{\text{пс}} + \frac{N_{\text{пр}}}{N_{\text{пс}}} \cdot R_{\text{п}}} \\ - \frac{R_{\text{ш}}}{R_{\text{ш}}} \cdot (j\omega R_{\text{ш}} C_{\text{ш}} + 1) \end{array} \right); \quad (1)$$

$$I_{\phi} = \frac{(I_{\text{кз.ном}} + k(T - T_{\text{ном}}))W}{W_{\text{ном}}}; \quad (2)$$

$$V(j\omega) = U(j\omega) + I(j\omega) \cdot (R_{\text{с}} + j\omega L_{\text{с}}); \quad (3)$$

$$I_{\text{д}}(j\omega) = I_0 \left[ e^{\frac{q \left( \frac{V(j\omega) + I(j\omega) \cdot R_{\text{п}}}{N_{\text{пс}} + \frac{N_{\text{пр}}}{N_{\text{пс}}} \cdot R_{\text{п}}} \right)}{B \cdot T \cdot A}} - 1 \right]; \quad (4)$$

$$I_0 = I_{\text{нач}} \left( \frac{T}{T_{\text{ном}}} \right)^3 e^{\left( \frac{1}{T_{\text{ном}}} - \frac{1}{T} \right) \frac{q \cdot E}{B \cdot A}}; \quad (5)$$

$$I_{\text{нач}} = \frac{I_{\text{кз.ном}}}{e^{\frac{q U_{\text{хх.ном}}}{N_{\text{пс}} B \cdot T \cdot A} - 1}}; \quad (6)$$

где  $W$  и  $W_{\text{ном}}$  – текущее и номинальное значения плотности светового потока, Вт/м<sup>2</sup>;  $T$  и  $T_{\text{ном}}$  – текущее и номинальное значения температуры фотоэлемента, К;  $I_{\text{кз.ном}}$  – номинальный ток короткого замыкания, А;  $k$  – температурный коэффициент роста фототока, А/К;  $q$  – заряд электрона, Кл;  $B$  – постоянная Больцмана,  $B = 1,381 \cdot 10^{-23}$  Дж/К;  $I_{\text{нач}}$  – начальное значение обратного тока  $p$ -перехода, А;  $U_{\text{хх.ном}}$  – номинальное напряжение холостого хода ячейки, В;  $N_{\text{пр}}$  – количество фотоэлементов в ячейке, включённых последовательно,  $N_{\text{пс}}$  – количество фотоэлементов в ячейке, включённых параллельно;  $A$  – эмпирический коэффициент, корректирующий расчётную форму вольтамперной характеристики ячейки. Содержание множителя  $I_0$  в (4) раскрывается выражением (5).

Система нелинейных уравнений (1)-(6) аналитически неразрешима относительно динамических переменных  $I$ ,  $U$ ,  $V$ ,  $W$  и  $T$ . Поэтому решение системы (1)-(6) осуществлялось численным методом в пакете MathCad путём нахождения массива значений  $I_i$  для каждого из значений  $U_i$ , изменяющихся в диапазоне  $[0, U_{\text{хх.ном}}]$ .

Полученные с помощью модели (1)-(6) вольтамперные характеристики одной ячейки высоковольтной арсенид-галлиевой солнечной батареи показаны на рис. 2.

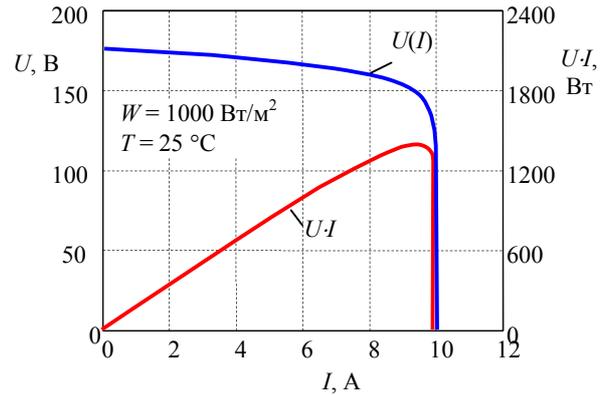


Рис. 2. Вольтамперные характеристика ячейки солнечной батареи для постоянных составляющих тока и напряжения

### Частотные характеристики

Для оценки влияния гармонических составляющих тока и напряжения солнечной батареи как источника электрической энергии удобно использовать полное комплексное сопротивление  $z(j\omega)$  ячейки, которое изменяется не только от частоты  $\omega$  тока нагрузки, но и от значения этого тока, что следует из нелинейной модели (1)-(6)

Определим полные сопротивления  $z_{\text{мм}}(j\omega)$  и  $z_{\text{кз}}(j\omega)$  для наиболее характерных режимов работы: режима максимальной отдаваемой мощности и режима короткого замыкания :

$$z_{\text{мм(кз)}}(j\omega) = R_{\text{с}} + j\omega L_{\text{с}} + \frac{R_{\text{мм(кз)}}}{j\omega R_{\text{мм(кз)}} C_{\text{ш}} \frac{N_{\text{пр}}}{N_{\text{пс}}} + 1} + \frac{N_{\text{пс}}}{N_{\text{пр}}} \cdot R_{\text{п}}, \quad (7)$$

где  $R_{\text{мм}} \approx \Delta U / \Delta I$  динамическое сопротивление батареи в окрестностях рабочей точки с максимальной отдаваемой мощностью, см. рис. 2.

Для режима короткого замыкания  $R_{\text{кз}} \rightarrow \infty$  и выражение (7) примет вид:

$$z_{\text{кз}}(j\omega) = R_{\text{с}} + j\omega L_{\text{с}} + \frac{1}{j\omega C_{\text{ш}} \frac{N_{\text{пр}}}{N_{\text{пс}}}} + \frac{N_{\text{пс}}}{N_{\text{пр}}} \cdot R_{\text{п}}. \quad (8)$$

Зависимости (7) и (8), как будет показано ниже, достаточны для анализа динамических свойств солнечной батареи в широком диапазоне режимов её работы.

### Результаты экспериментальной проверки моделей

Для экспериментальной проверки адекватности построенных выше аналитических моделей использовались числовые параметры фотоэлементов, приведённые в таблице.

В одной ячейке солнечной батареи использовалось параллельное соединение группы из 4 фотоэлементов  $N_{пр} = 4$ , с последующим последовательным соединением шестидесяти таких групп,  $N_{пс} = 60$ .

Параметры фотоэлемента солнечной батареи

Параметр элемента	Обозначение	Значение параметра
Номинальный ток короткого замыкания при плотности светового потока 1000 Вт/м <sup>2</sup> и номинальной температуре элемента $T_{ном} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$I_{кз.ном}$	2,5 А
Напряжение холостого хода батареи при плотности светового потока 1000 Вт/м <sup>2</sup> и номинальной температуре элементов $T_{ном} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$U_{хх.ном}$	176 В
Температурный коэффициент роста фототока	$k$	0,002 А/К
Сопротивление параллельной цепи утечки тока	$R_{ш}$	100000 Ом
Последовательное сопротивление	$R_{п}$	0,002 Ом
Контактная разность потенциалов р-п-перехода, создающая потенциальный барьер для носителей зарядов при температуре элемента $T_{ном} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$E$	0,4 В
Заряд электрона	$q$	$1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл
Постоянная Больцмана	$B$	$1,381 \cdot 10^{-23}$ Дж/К
Эмпирический коэффициент, корректирующий расчётную форму вольтамперной характеристики элемента	$A$	6,3
Номинальная плотность светового потока (освещённость)	Вт/м <sup>2</sup>	1000

На рис. 3 и рис. 4 показаны графики изменения в модели значения текущей плотности светового потока  $W$  и температуры  $T$ . Полученные зависимости подтверждают адекватность используемых моделей и показывают, что с их помощью можно получить семейство вольтамперных характеристик  $U(I)$  по параметрам  $W$  или  $T$  и исследовать, тем самым, режимы частичного затенения солнечных батарей и изменения их температурного режима [11].

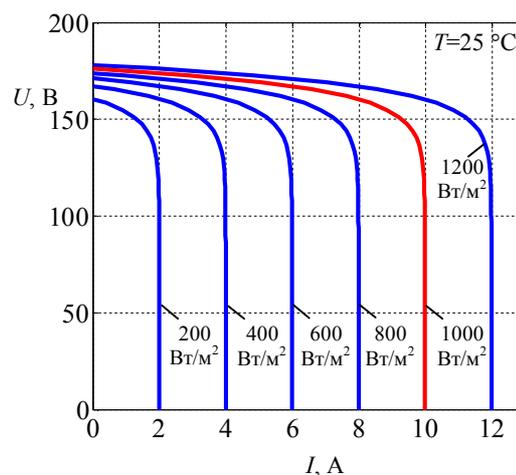


Рис. 3. Вольтамперные характеристики ячейки солнечной батареи при температуре  $T = 25\text{ }^\circ\text{C}$  для различных плотностей светового потока  $W$ , Вт/м<sup>2</sup>

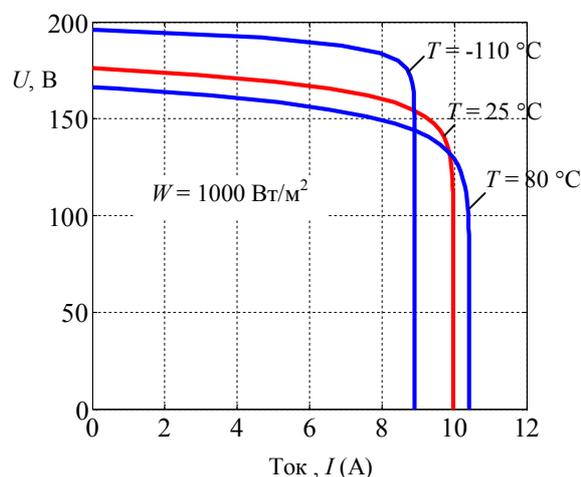


Рис. 4. Вольтамперные характеристики ячейки солнечной батареи при плотности светового потока  $W = 1000\text{ Вт/м}^2$  для различных температур  $T$ ,  $^\circ\text{C}$

Амплитудные частотные характеристики полного сопротивления  $z_{мм}(j\omega)$  и  $z_{кз}(j\omega)$  ячейки солнечной батареи в режимах максимальной мощности и короткого замыкания представлены на рис. 5 и рис. 6.

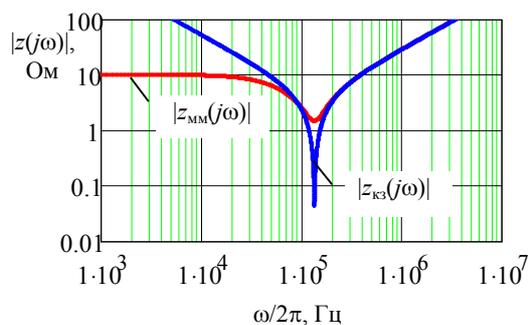


Рис. 5. Амплитудные частотные характеристики полного сопротивления ячейки солнечной батареи в режимах максимальной мощности и короткого замыкания

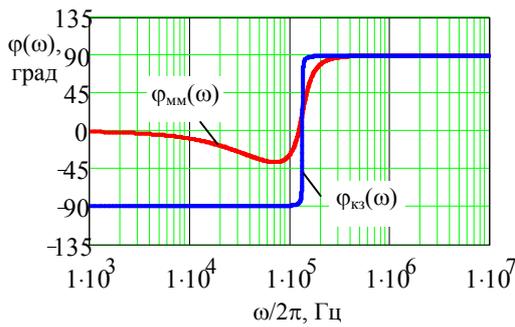


Рис. 6. Фазовые частотные характеристики полного сопротивления ячейки солнечной батареи в режимах максимальной мощности и короткого замыкания

Общий вид зависимости  $z(\omega)$  и  $\varphi(\omega)$  свидетельствует о том, что на частоте  $\omega_p/(2\pi) = 143$  кГц возникает резонанс напряжений. На этой частоте сопротивление солнечной батареи имеет активный характер и составляет наименьшее значение  $R_{\min} = 0,033$  Ом (в режиме источника тока – короткого замыкания) и  $R_{\min} = 10$  Ом (в режиме максимальной мощности). При этом в режиме короткого замыкания в диапазоне частот ниже 143 кГц сопротивление  $z(j\omega)$  имеет ярко выраженный емкостной характер, а на частотах, выше 143 кГц – индуктивный характер. В режиме работы батареи с максимальной отдаваемой мощностью в диапазоне низких частот сопротивление  $z(j\omega)$  практически не отличается от активного значения  $R_{\min} = 10$  Ом.

Так как полоса пропускания систем электроснабжения космических аппаратов не превышает нескольких сотен герц, то в этой полосе частот внутреннее сопротивление батареи составляет заметную величину: не менее 10 Ом для режима источника напряжения, и на несколько порядков больше для режима источника тока [12].

Поскольку в регулируемых системах электроснабжения для управления положения рабочей точки солнечной батареи широко используется широтно-импульсная модуляция тока короткого замыкания [13], то минимальные пульсации на зажимах солнечной батареи, вызванные ШИМ–преобразователями [14,15], будут наблюдаться на частоте резонанса напряжений, т.е. в данном случае на частоте 143 кГц.

### Эквивалентная схема замещения солнечной батареи

Полученные частотные характеристики ячейки солнечной батареи дают возможность определить параметры эквивалентной схемы

замещения, теоретический вид которой был представлен на рис. 1.

Для практических задач достаточно составить модель солнечной батареи на основе эквивалентной схемы замещения в виде последовательной  $RLC$  цепи:

$$z(\omega, R, L, C) = R + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L, \quad (9)$$

или для частоты  $\omega_p$  :

$$R_{\min} = R_{\min} + \frac{1}{j\omega_p C_e} + j\omega_p L_e \quad (10)$$

и подставить найденное  $\omega = 2\pi \cdot 143000 \text{ с}^{-1}$ .

В частности, для режима короткого замыкания решение (10), совпадающее с (8), даёт значения  $C_s = 0,3 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$  и  $L_s = 4,6 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$ .

Эквивалентная схема замещения солнечной батареи показана на рис. 7.

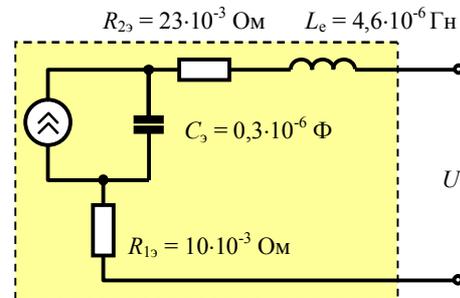


Рис. 7. Эквивалентная схема замещения солнечной батареи

Полученная схема удобна для построения имитационной модели системы электроснабжения с использованием, например, пакета MatLab.

### Заключение

Анализ полученных динамических характеристик солнечных батарей, применяемых в системах электроснабжения космических аппаратов, позволяет сделать следующие практические выводы:

частоту широтно-импульсного преобразователя, сопрягаемого с солнечной батареей, целесообразно выбирать равной частоте, на которой наблюдается резонанс напряжений. При этом внутреннее сопротивление батареи становится активным и минимальным. Это обстоятельство позволяет снизить требования к шунтирующим фильтрам бортовых систем электроснабжения и улучшить их массогабаритные показатели;

в режимах работы солнечной батареи, близких к режиму источника тока, фазовые ис-

кажения в полосе рабочих частот системы регулирования соответствуют ёмкостной нагрузке (-90 град) и существенно снижают запасы устойчивости системы электроснабжения;

в режимах работы солнечной батареи с конечным внутренним сопротивлением фазовые искажения в полосе рабочих частот системы управления близки к нулю. Этот режим является предпочтительным режимом токового управления солнечными батареями в замкнутых системах регулирования;

переход от полной расчётной аналитической модели к схеме замещения с эквивалентными динамическими характеристиками позволяет получить простой вариант модели солнечной батареи удобный для имитационного моделирования.

#### Литература

1. Chernaya M.M., Shinyakov Y.A., Osipov A.V. Spacecraft power system // Conference Paper, IEEE 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). 2016. P. 589–593.
2. Тищенко А.К., Васильев Е.М., Тищенко А.О. Многоальтернативное управление критическими режимами системы электроснабжения космической станции // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2015. Т. 11. № 2. С. 101-106.
3. Данилов А.Д., Тищенко А.О. Исследование энергосберегающих систем электроснабжения космических аппаратов // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2014. Т. 10. № 5-1. С. 82-84.
4. Системы электроснабжения космических аппаратов / Л.Р. Варенбуд, Ф.Г. Власов, А.М. Знов, Г.Д. Лившин, А.К. Тищенко // Энергия - XXI век. 2011. № 2-3 (80-81). С. 29-47.
5. Design and optimization of a solar power conversion system for space applications / M. D'Antonio, C. Shi, B. Wu, A. Khaligh // IEEE Transactions on Industry Applications. 2018. Vol. 55. Issue 3. P. 2310–2319.

6. Chernaya M.M. Method for calculating the energy characteristics and solar battery parameters of high-voltage power supply systems // Siberian Journal of Science and Technology. 2018. Vol. 19. No. 4. P. 651–657.

7. Моделирование солнечных батарей космических аппаратов в программной среде SimInTech / А.М. Поляков, А.Р. Корсаков, Р.В. Козлов, А.С. Тетерин // Научно-технические технологии. 2017. Т. 18. № 12. С. 81-84.

8. Тай Д.В. Моделирование и прогнозирование мощности солнечных батарей в среде MatLab // Информационно-измерительная техника и технологии: труды VI науч.-практ. конф., 2015. С. 29-34.

9. Базилювский А.Б., Лукьяненко М.В. Моделирование вольт-амперных характеристик солнечных батарей // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М.Ф. Решетнева. 2005. № 4. С. 63-66.

10. Generic lithium ion battery model for energy balance estimation in spacecraft / S. Ananda, N. Lakshminarasamma, V. Radhakrishna, M.S. Srinivasan, P. Satyanarayana, M. Sankaran // IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES). 2018.

11. Wu G., Hoang B. Analytical method for predicting spacecraft power generation on partially shaded solar panels // IEEE 44th Photovoltaic Specialist Conference (PVSC). 2017. P. 1–6.

12. Features of space solar power station control system / G.T. Yermoldina, B.T. Suimenbayev, V.K. Sysoev, Zh.B. Suimenbayeva // Acta Astronautica. 2019. Vol. 158. P. 111–120.

13. Monitoring PWM signals in stand-alone photovoltaic systems / G. Jiménez-Castillo, F.J. Muñoz-Rodríguez, C. Rus-Casas, J.C. Hernández, G.M. Tina // Measurement 2019. Vol. 134. P. 412-425.

14. Тищенко А.К., Тищенко А.О., Тихонов А.А. Технологии выполнения программ автономных электрических испытаний (ПАЭИ) отдельных функциональных блоков (приборов) силовой автоматики. Первая статья. Общие положения // Энергия - XXI век. 2018. № 3(103). С. 30-36.

15. The effect of solar cell shunt resistance change on the bus voltage ripple in spacecraft power system / J.H. Qin, L. Wang, S.S. Yang, R. Huang // Microelectronics Reliability. 2018. Vol. 88–90. P. 1047–1050.

Поступила 03.01.2020; принята 14.02.2020

#### Информация об авторах

**Тищенко Анатолий Константинович** – канд. техн. наук, начальник отдела, ЗАО «Орбита» (394038, Россия, г. Воронеж, ул. Пеше-Стрелецкая, 88), e-mail: vgtu-aits@yandex.ru, тел. (473) 243-77-20

**Васильев Евгений Михайлович** – канд. техн. наук, доцент кафедры электропривода, автоматики и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: vgtu-aits@yandex.ru, тел. (473) 243-77-20

**Тищенко Артём Олегович** – аспирант кафедры электропривода, автоматики и управления в технических системах, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: vgtu-aits@yandex.ru, тел. (473) 243-77-20

### DYNAMIC PROPERTIES ANALYSIS OF SOLAR BATTERIES FOR SPACE VEHICLES

A.K. Tishchenko<sup>1</sup>, E.M. Vasil'ev<sup>2</sup>, A.O. Tishchenko<sup>2</sup>

<sup>1</sup>CJSC "Orbita", Voronezh, Russia,

<sup>2</sup>Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

**Abstract:** the article solves the problem of constructing a mathematical model of a solar battery as a control object in the spacecraft's power supply system. The internal structure of the photocell is considered and its design scheme is compiled, taking into account the intrinsic capacity of the element and the inductance of the wiring. A complete nonlinear mathematical model of the solar battery was compiled in an analytical form, taking into account the reverse current of the  $p$ - $n$ -junction and the internal resistance of the photocells. Relations are obtained that allow, as a result of solving a system of equations of implicit form, to reproduce in real time the change in voltage at the battery output depending on the load current, light flux density, and photocell temperature. To reflect the dynamic properties of the solar battery, the complex integrated resistance of photo-electric cells is introduced into the model. Based on the real technical parameters of the solar cells and the solar battery assembly, the current-voltage characteristics are constructed and the frequency characteristics of the photoelectric converters are analyzed, confirming the adequacy of the proposed model. An equivalent circuit for replacing the solar battery is calculated and the conditions are found under which voltage resonance occurs in the battery. Recommendations are received on the selection of the frequency of pulse-width converters, interfaced with solar batteries in the onboard power supply systems of spacecraft

**Key words:** renewable energy, solar panels, electricity, spacecraft

### References

1. Chernaya M.M., Shinyakov Y.A., Osipov A.V. "Spacecraft power system". *Conference Paper, IEEE 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)*, 2016, pp. 589-593.
2. Tishchenko A.K., Vasiliev E.M., Tishchenko A.O. "Multi-alternative control of critical modes of a space station's power supply system", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2015, vol. 11, no. 2, pp. 101-106.
3. Danilov A.D., Tishchenko A.O. "Study of energy-saving power supply systems for spacecraft", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2014, vol. 10, no. 5-1, pp. 82-84.
4. Warenbud L.R., Vlasov F.G., Znov A.M., Livshin G.D., Tishchenko A.K. "Power supply systems for spacecraft", *Energy - XXI century (Energiya - XXI vek)*, 2011, no. 2-3(80-81), pp. 29-47.
5. D'Antonio M., Shi C., Wu B., Khaligh A. "Design and optimization of a solar power conversion system for space applications", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, vol. 55, issue 3, pp. 2310-2319.
6. Chernaya M.M. "Method for calculating the energy characteristics and solar battery parameters of high-voltage power supply systems", *Siberian Journal of Science and Technology*, 2018, vol. 19, no. 4, pp. 651-657.
7. Polyakov A.M., Korsakov A.R., Kozlov R.V., Teterin A.S. "Modeling of solar panels of spacecraft in the software environment SimInTech", *High Technology (Naukoyomkiye tekhnologii)*, 2017, vol. 18, no. 12, pp. 81-84.
8. Tai D.V. "Modeling and forecasting the power of solar cells in a MatLab environment", *Proceedings of the VI scientific-practical. conf. "Information-measuring equipment and technologies" (Trudy VI nauchno-prakt. konf. «Informatsionno-izmeritel'naya tekhnika i tekhnologii)*, 2015, pp. 29-34.
9. Bazilevsky A.B., Lukyanenko M.V. "Modeling the current-voltage characteristics of solar cells", *Bulletin of M.F. Reshetnev Siberian State Aerospace University (Vestnik Sibirskogo gosudarstvennogo aerokosmicheskogo universiteta im. akademika M.F. Reshetneva)*, 2005, no. 4, pp. 63-66.
10. Ananda S., Lakshminarasamma N., Radhakrishna V., Srinivasan M.S., Satyanarayana P., Sankaran M. "Generic lithium ion battery model for energy balance estimation in spacecraft", *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2018.
11. Wu G., Hoang B. "Analytical method for predicting spacecraft power generation on partially shaded solar panels", *IEEE 44th Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*, 2017, pp. 1-6.
12. Yermoldina G.T., Suimenbayev B.T., Sysoev V.K., Suimenbayeva Zh.B., "Features of space solar power station control system", *Acta Astronautica*, 2019, vol. 158, pp. 111-120.
13. Jiménez-Castillo G., Muñoz-Rodríguez F.J., Rus-Casas C., Hernández J.C., Tina G.M. "Monitoring PWM signals in stand-alone photovoltaic systems", *Measurement*, 2019, vol. 134, pp. 412-425.
14. Tishchenko A.K., Tishchenko A.O., Tikhonov A.A. "Technologies for the implementation of autonomous electrical testing programs (PAEI) of individual functional units (devices) of power automation. The first article. General provisions", *Energy - XXI century (Energiya - XXI vek)*, 2018, no. 3(103), pp. 30-36.
15. Qin J.H., Wang L., Yang S.S., Huang R. "The effect of solar cell shunt resistance change on the bus voltage ripple in spacecraft power system", *Microelectronics Reliability*, 2018, vol. 88-90, pp. 1047-1050.

Submitted 03.01.2020; revised 14.02.2020

### Information about the authors

**Anatoliy K. Tishchenko**, Cand. Sc. (Technical), Orbita CJSC (88 Peshe-Streletskaaya pt., Voronezh 394038, Russia), e-mail: vgtu-aits@yandex.ru, tel. (473) 243-77-20  
**Evgeniy M. Vasil'ev**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: vgtu-aits@yandex.ru, tel. (473) 243-77-20  
**Artyem O. Tishchenko**, Graduate student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: vgtu-aits@yandex.ru, tel. (473) 243-77-20

## Радиотехника и связь

DOI 10.25987/VSTU.2020.16.1.006

УДК 621.396

### ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЙ РЕСУРС ИНФОТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ МЕТЕОРНОЙ СВЯЗИ АРКТИКИ РОССИИ

В.И. Дорошенко<sup>1</sup>, Ю.Г. Ксенофонтов<sup>1</sup>, И.Л. Скрипник<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Государственный университет морского и речного флота имени адмирала С.О. Макарова,  
г. Санкт-Петербург, Россия

<sup>2</sup>Санкт-Петербургский университет государственной противопожарной службы  
МЧС России, г. Санкт-Петербург, Россия

**Аннотация:** рассмотрены вопросы использования в арктической зоне России инфотелекоммуникационной сети (ИТКС) метеорной связи (МС) с ограниченным ресурсом, функционирующей в сложных климатических условиях, с учетом специфики распространения УКВ-радиосигналов и больших расстояний между объектами инфраструктуры Северного морского пути. Представлен вариант топологии ИТКС МС, предназначенной для решения задачи обеспечения мониторинга технических средств системы управления движением судов (СУДС) в северных регионах России с учетом имеющихся потребностей осуществления обмена информационными данными между удаленными объектами. Обоснована целесообразность осуществления энергетического контакта между удаленными ведущими и ведомыми станциями с помощью насыщенных метеорных следов, способных обеспечить требуемую устойчивость и качество связи. Приведены рекомендации по рациональному использованию времени существования насыщенного метеорного следа исходя из условий распределения длительностей символов, приходящихся на передачу служебных и информационных сообщений. Предложен один из способов расширения телекоммуникационного ресурса за счет повышения мощности сети по пропускной способности, что может быть достигнуто применением метода адаптации многоуровневой фазовой манипуляции по отношению к уровню мощности отраженных УКВ-радиосигналов при сохранении заданной вероятности ошибки на приеме

**Ключевые слова:** мониторинг, инфотелекоммуникационная сеть метеорной связи, топология, мощность сети по пропускной способности, энергетический контакт, радиолиния метеорной связи, метеорный след

#### Введение

В просторах Арктики России находится большое количество залежей ценнейших минералов, нефти и газа. Их добыча и транспортировка сопряжены с большими трудностями и рядом опасностей, в особенности, что касается Северного морского пути (СМП). Исходя из этого ясно, что в будущем для повышения эффективности морского транспортно-технологического процесса (МТП) планируется на СМП использовать достаточно большое количество судов, в результате чего потребуется огромное количество технических средств, обеспечивающих безопасность морского судоходства по СМП. В свою очередь, большие расстояния и сложные метеорологические условия, в которых находятся технические средства, обеспечивающие МТП, требуют постоянного мониторинга работоспособности технических средств и безопасности транспортируемых людей и грузов [1].

Эффективность МТП СМП во многом зависит от оперативности управления этим процессом. Оно осуществляется с использованием ИТКС, которые в условиях бездорожья и малонаселенности Крайнего севера России обладают рядом особенностей. К ним следует отнести следующие:

1. Базовой основой ИТКС могут стать волоконно-оптические линии связи, которые составляют тем самым фундамент транспортной сети, но их разработка и создание в Арктике России возможны только лишь в будущем и далекой перспективе.

2. Более реально в ближайшее время использовать в ИТКС линии связи, построенные на основе высокоэллиптических спутников типа «Ямал» и тропосферных линий связи сети «Север».

3. Если еще дополнительно добавить сети пакетной коммутации декаметрового радиосвязи, то в совокупности они смогут войти в состав фундамента ИТКС.

Поскольку на сегодняшний день ИТКС СМП находится в стадии разработки, то для решения такой важной задачи для СМП, как

обеспечение мониторинга МГТП, авторами предлагается реализовать в арктической зоне РФ сеть с ограниченным, но в то же время устойчивым телекоммуникационным ресурсом на основе радиолиний метеорной связи (РМС) (рис. 1) [2-6].

С целью автоматизации процессов управления движением судов СМП созданы системы управления движением судов (СУДС). Инфраструктура СУДС содержит большое количество вспомогательных технических средств типа береговых радиолокационных станций (БРЛС), автоматизированных радиотехнических постов (АРТП), светящихся знаков и бакенов, разбросанных на большом расстоянии. Их обслуживание и поддержание в работоспособном состоянии является сложной и довольно затратной задачей [7]. Мониторинг работоспособности технических средств (ТС) СУДС может осуществляться с использованием более экономичных для условий Арктики России сетей. Одним из наиболее экономичных и надежных видов связи в Арктике является сеть на основе РМС, обеспечивающих дальность передачи данных на расстояниях до 2000 км. Сеть мониторинга по существу является компьютерной сетью, в которой процесс мониторинга осуществляется путем обмена формализованными данными, предназначенными для автоматизированной обработки их в ЭВМ [8].

Системы связи с РМС занимают определенную нишу в области инфокоммуникационных технологий. Они могут поддерживать надежную связь, которая имеет такие преимущества, как живучесть, малая подверженность помехам, низкая вероятность перехвата и более быстрое восстановление при отключении электроэнергии по сравнению с коротковолновыми или спутниковыми системами, применяющимися на гражданских и военных объектах.

### Топология ИТКС МС

Топология современных ИТКС МС в общем случае описывается довольно сложной структурой, в которой можно выделить несколько вложенных уровней, выполняющих различные функции доступа сетевых элементов друг к другу и передачи информации. Все вопросы согласования протоколов взаимодей-

ствия отдельных сетевых элементов и подсетей ИТКС МС решаются на каждом уровне стандартными аппаратно-программными способами, соответствующими используемым технологиям, и в данной статье не рассматриваются.

Основное же внимание в статье уделено возможности физической реализуемости ИТКС МС по метеорным радиоканалам с ограниченной пропускной способностью, зависящей от оптимизируемого пространственного расположения данных элементов, а также от общих частотно-энергетических ресурсов, распределяемых в соответствии с оптимизируемыми технологиями каналообразования с учетом потребностей информационного обмена между объектами ИТКС МС. Так как инфраструктура Арктики России охватывает не только районы СМП, но и Кольский полуостров, при построении архитектуры ИТКС МС необходимо учитывать и этот регион. При таком подходе к построению архитектуры топологическая модель ИТКС МС Арктики России будет представлять собой ряд взаимосвязанных звездообразных региональных сетей на базе РМС.

В акватории СМП в настоящее время функционируют:

1. Морской спасательно-координационный центр в г. Диксон, который обеспечивает координацию поиска и спасения людей, терпящих бедствия на море, и работы по ликвидации и локализации разливов нефти и нефтепродуктов начиная от пролива Карские ворота и заканчивая Беринговым проливом.

2. Морские спасательные подцентры (г. Мурманск, г. Тикси, г. Певек), на которые возложены те же функции, но только в конкретной зоне ответственности.

Анализ результатов исследования потребностей осуществления обмена информационными данными между удаленными объектами СМП показал, что для указанных регионов достаточно построить четыре таких взаимосвязанных региональных сети с центрами в морских портах Мурманск, Диксон, Тикси и Певек, причем каждая из отдельных РМС сможет обслуживать до 200 корреспондентов (рис. 1).

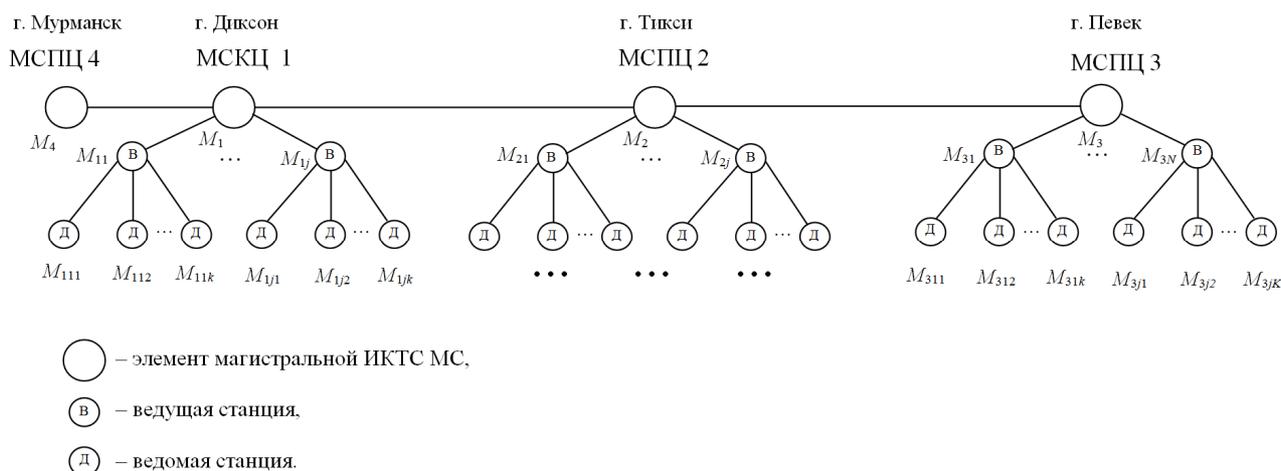


Рис. 1. Топология ИТКС МС для обеспечения мониторинга технических средств СУДС СМП: МСКЦ – морской спасательно-координационный центр (г. Дикси), МСПЦ – морской спасательный подцентр

Примечание. В МСПЦ 4 (г. Мурманск) звездообразная подсеть на основе РМС не требуется ввиду имеющихся в данном регионе функционирующих разветвленных инфотелекоммуникационных сетей с относительно высокими скоростями передачи данных.

Вся сеть состоит из некоторого множества сетевых элементов

$$M = \{M_{ijk}\}, \quad i = \overline{1,4}, j = \overline{1,N}, k = \overline{1,K},$$

где  $M$  – сетевой элемент,  $i$  – номер магистрального сетевого элемента,  $j$  – номер ведущей станции РМС соответствующего  $i$ -го магистрального элемента,  $k$  – номер ведомой соответствующей  $j$ -й ведущей станции,  $N$  – количество ведущих станций РМС,  $K$  – количество ведомых станций РМС. Каждый сетевой элемент взаимодействует с конкретным другим элементом по иерархическому принципу: с одной стороны, это корреспондент радиосети, с другой – абонент региональной подсети ИТКС МС.

Зона покрытия всей ИТКС МС для обеспечения мониторинга ТС СУДС СМП представлена на рис. 2.

Для обеспечения связи между объектами ИТКС МС должны выполняться условия энергетической доступности (между теми сетевыми элементами, где должен быть обеспечен информационный обмен) и энергетической недоступности (между теми сетевыми элементами, которые не должны мешать друг другу и между которыми не должно быть информационного обмена). Можно полагать, что каждой технологии взаимодействия сетевых эле-

ментов соответствует свой уровень физической архитектуры двухуровневой ИТКС МС.

Соответственно, региональные звездообразные сети на базе РМС, реализованные вокруг МСКЦ 1 могут быть использованы для решения таких задач, которые допускают задержку при передаче сообщений, обеспечивая при этом высокую достоверность принимаемых сообщений, например, при осуществлении мониторинга работоспособности технических средств СУДС СМП, а также в гидрометеорологической службе для связи с необслуживаемыми автоматическими радиотехническими метеорологическими станциями (АРМС), размещенными на берегу, на островах и на льдинах. Следует отметить, что циклы мониторинга и сбора метео данных могут составить от единиц до десятков часов в зависимости от задач, решаемых конкретными системами.

Каждая такая сеть радиолиний на спасательно-координационных центрах и подцентрах в морских портах Диксон, Тикси, Певек и Мурманск может охватить территорию в радиусе до 2000 км от них. Эти центры целесообразно соединить между собой межцентровыми линиями метеорной связи. В этом случае двухуровневая топологическая модель ИТКС МС решит первостепенные задачи СУДС СМП. При этом использование метеорных каналов связи для решения данной проблемы должно учитывать территориальное распределение центральной и периферийных станций.

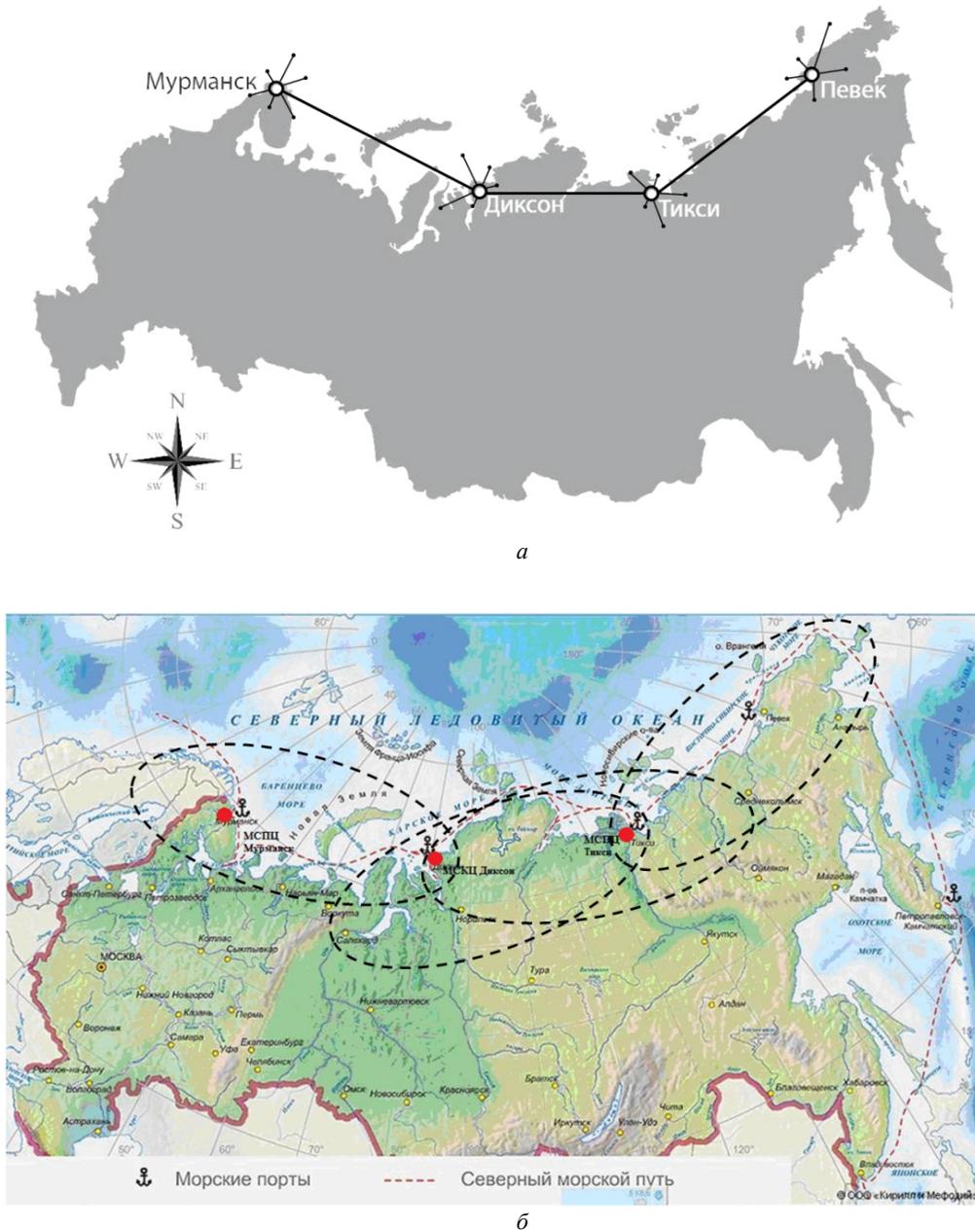


Рис. 2. Зона покрытия ИТКС МС СМП: а – межцентровая связь, б – региональные зоны покрытия

### Энергетические контакты на УКВ через метеорный след

Специалистов в области радиосвязи и телекоммуникаций интересует, прежде всего, длительность и качество энергетического контакта через этот след. Особый интерес к этому возник с конца 1950-х и начала 1960-х годов. РМС первого поколения, такие как канадская JANET и НАТО COMET, были реализованы именно в тот период. Тем не менее, из-за отсутствия необходимых технологий, интерес к РМС в течение нескольких десятков лет стал заметно снижаться. В связи с большими до-

стижениями в области электроники и необходимостью безопасной связи без использования спутников, возрождение РМС начало происходить в конце 1970-х и 1980-х годов. Были построены многие крупномасштабные системы второго поколения, такие как AMBCS, эксплуатируемые штатом Аляска, SNOTEL, британская BLOSSOM и TRANSTRACK для мобильной связи между некоторыми базовыми станциями и десятками тысяч грузовиков, перемещающихся по всей территории Соединенных Штатов. Системы третьего поколения, такие как AMBTB (разработаны ARPA, США, 1993 г.) и HPTL (разработаны США, 1992 г.), де-

монстрируют многообещающие возможности РМС в таких областях, как мультимедиа и отслеживание перемещения транспортных средств [9].

Метеорная радиосвязь между удаленными корреспондентами осуществляется на ультракоротких волнах (УКВ), отраженных от следов, оставляемых метеорами в ионосфере при их сгорании в результате вспышки во время встречи метеоров с атмосферой земли. Кинетическая энергия движения метеора относительно земли и ее атмосферы при столкновении его с атмосферой земли переходит в тепловую энергию, которая разогревает метеор, он вспыхивает и его вещество превращается из атомов и молекул в электроны, а вещество атмосферы в ионы. Происходит возбуждение и ионизация ионосферы. В результате этих процессов на высоте от 90 до 115 километров образуются плотные следы от сгоревших метеоров, которые видны даже с земли. Плотность электронов в этих следах достигает от  $10^{10}$  до  $10^{18}$  электронов на метр длины. Они способны отражать радиосигналы УКВ и это явление используется для осуществления радиосвязи на УКВ на расстояния до 2000 км. Случайный характер появления спорадических метеоров и длительностей образованных им следов приводит к тому, что энергетические контакты между корреспондентами на УКВ носят случайный характер не только по моментам их появления, но и по продолжительности этих контактов. Случайный характер метеорных следов характеризуется случайными моментами появления вспышек от сгорания метеоров, случайной величиной массы метеора, направлением его движения, химическим составом вещества метеора. Такая многопараметрическая зависимость отражающей способности метеорного следа усложняет математическое описание процесса отражения УКВ и, как следствие, процесса передачи данных по РМС. После вспышки и образования электронного облака начинается постепенная деградация отражающей способности этого следа, интенсивность и длительность которой зависит от множества различных случайных процессов, происходящих в ионосфере [10]. После того, как электроны и ионы восстановятся в виде молекул, отражение УКВ-радиосигналов прекратится.

Поскольку метеоры с относительно большой массой (более 100 мг) появляются в ионосфере очень редко, то обоснование возможности использования следов от них с це-

лью передачи данных весьма проблематично. Поэтому основной интерес при передаче данных по РМС представляют метеоры массой от 50 до 100 мг, оставляющие в ионосфере насыщенные следы (с линейной электронной плотностью более  $2,4 \cdot 10^{14}$  эл/м). Именно они способны обеспечить устойчивую с высокой степенью конфиденциальности связь.

Для радиосигнала, отраженного от насыщенного метеорного следа, под длительностью энергетического контакта понимается время от возникновения сигнала до его прекращения вследствие равенства диэлектрической проницаемости нулю. Определить время существования насыщенного следа ( $T$ ) можно используя формулу [10]:

$$T = 1,124 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{\alpha \lambda^2}{16\pi^2 D}, \quad (1)$$

где  $\lambda$  – длина волны, м,  $D$  – относительный коэффициент диффузии (принят равным 6),  $\text{м}^2/\text{с}$ ,  $\alpha$  – линейная электронная плотность в следе от метеора (концентрация электронов на единицу длины следа), эл/м:

$$\alpha = 4,03 \cdot 10^{14} \frac{m(v-8,15)^3}{H}, \quad (2)$$

где  $m$  и  $v$  – масса и скорость метеора при входе в метеорную область соответственно,  $H$  – приведенная высота метеорной области.

Максимальное значение мощности отраженного УКВ-радиосигнала на входе приемника  $P_r$  определяется как [9]:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^3}{64\pi^4 R^3} \sqrt{\frac{\alpha}{10^{12}}}, \quad (3)$$

где  $P_t$  – мощность передатчика,  $G_t$  – коэффициент усиления передающей антенны,  $G_r$  – коэффициент усиления приемной антенны,  $R$  – расстояние от приемника до трассы метеорного следа.

Следует отметить, что при изменении в сторону увеличения коэффициента усиления антенны ( $G_r$ ), расположенной на приемной стороне, например, при использовании адаптивных фазированных антенных решеток, длительность энергетического контакта между корреспондентами будет также увеличиваться, повышая тем самым пропускную способность РМС [9].

Временная диаграмма использования насыщенного метеорного следа для передачи служебных и информационных данных представлен на рис. 3.

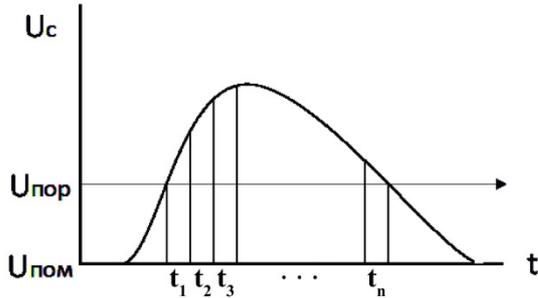


Рис. 3. Временная диаграмма, характеризующая использование насыщенного метеорного следа для установления связи и передачи служебных и информационных данных

Минимальная длительность существования метеорного следа ( $T_{\min}$ ), необходимого для устойчивой передачи данных, определяется как:

$$T_{\min} = N \cdot n \cdot t_i, \quad i = \overline{1, n}, \quad (4)$$

где  $N$  – количество кодовых блоков;

$n$  – число символов в кодовом блоке;

$t_i$  – длительность  $i$ -го символа, с.

Длительность символа  $t_i$  в РМС определяется скоростью манипуляции, которая ограничивается методом манипуляции, шириной полосы частот радиоканала и физическими особенностями РМС.

Длительность УКВ-радиосигналов, рассеянных насыщенными следами, изменяется от единиц секунд до десятков и даже сотен секунд. В течение одного такого энергетического контакта необходимо передать служебные сигналы ( $t_{\text{св}}$ ) и, если позволяет длительность существования следа, то и информационные данные ( $t_{\text{ЭКПД}}$ ):

$$t_{\text{ЭКи}} = t_{\text{св}} + t_{\text{ЭКПД}}, \quad (5)$$

где  $t_{\text{ЭКи}}$  – длительность  $i$ -го энергетического контакта РМС;

$t_{\text{ЭКПД}}$  – часть энергетического контакта, используемого для передачи информационных данных по РМС;

$t_{\text{св}}$  – часть энергетического контакта, входящего на служебную связь.

В действительности длительность отраженных от метеорного следа УКВ-радиосигналов, как правило, не превышает 200–300 с.

Несмотря на то, что метеорные следы большей массы встречаются реже, именно они являются пригодными для обеспечения устойчивой и конфиденциальной связи.

Так как для установления связи между абонентами необходимо выполнение таких операций, как тактовая синхронизация, цикловая синхронизация, передача непосредственно цифрового пароля, фрагментация-дефрагментация потока передаваемых данных, «сшивка» потока передаваемых данных с учетом задержки в канале связи, то большая доля всего энергетического контакта приходится на служебную связь. Ненасыщенные следы способны обеспечить частые, но короткие энергетические контакты. В них доля энергетического контакта на служебную связь может достигать 50% и более (в случае использования РМС, предложенного в [9]). Поэтому обеспечить качественную и статистически устойчивую связь с применением РМС возможно только лишь с использованием насыщенных метеорных следов, исключая при этом возможность приема искаженных байтов или лишних знаков. К тому же ввиду достаточной длительности существования таких следов предоставляется возможность передачи информационных данных с высокой степенью конфиденциальности.

### Мощность ИТКС МС по пропускной способности

Телекоммуникационный ресурс ИТКС МС Арктики России наилучшим образом может быть охарактеризован таким показателем, как мощность ИТКС МС по пропускной способности. В качестве единицы измерения данного показателя принимается скорость передачи данных, байт/с, то есть количество переданной информации в единицу времени по всем элементам сети. В этом случае в качестве единицы измерения применяется средняя скорость передачи информационных данных в единицу времени, то есть количество переданных байт (знаков) в течение одной секунды (байт/с). При этом пропускная способность межцентровой РМС является составной частью мощности СМС по пропускной способности Арктики России.

Среднее значение мощности сети по пропускной способности РМС ( $B$ ) может быть определено по формуле:

$$B = \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^K P_{ijk}, \text{ байт/с}, \quad (6)$$

где  $P$  – скорость передачи информации (байт/с),  $i$  – номер магистрального элемента сети,  $j$  – номер ведущей станции РМС,  $k$  – номер ведомой станции РМС,  $N$  – количество ведущих станций РМС,  $K$  – количество ведомых станций РМС.

Пропускная способность одного метеорологического канала связи ( $C$ ) определяется возможностью передачи максимального объема информации за время сеанса связи:

$$C \geq \max \left( \frac{\sum_{j=1}^M V_{ij}}{\Delta T_i} \right), i=\overline{1, R}, \quad (7)$$

здесь  $V_{ij}$  – объем информации  $j$ -го энергетического контакта между корреспондентами для передачи данных на  $i$ -й элемент сети;  $\Delta T_i$  – интервал времени сеанса связи с  $i$ -м элементом сети;  $R$  – количество элементов сети;  $M$  – число энергетических контактов между корреспондентами, имеющих место на интервале времени сеанса связи  $\Delta T_i$  с  $i$ -м элементом сети.

Повышение мощности по пропускной способности позволит увеличить телекоммуникационный ресурс и осуществить расширение функциональных возможностей ИКТС МС не только для мониторинга технических стационарных средств навигационного оборудования СУДС СМП, но и для передачи данных

о перемещении персонала и ценных грузов по СМП. В ряде ранее выполненных работ уже рассматривались вопросы увеличения телекоммуникационного ресурса путем адаптации скорости передачи данных по РМС применительно к уровню энергии принимаемых сигналов [12-15]. В данном случае по мере повышения уровня принимаемого отраженного метеорологическим следом сигнала УКВ пропорционально увеличивается и скорость передачи данных. Используя известную формулу К. Шеннона можно определить требуемую длительность символа, необходимую для достижения заданной вероятности правильного приема при соблюдении необходимого соотношения уровня мощности и спектральной мощности шума [16].

Если в течение времени существования энергетического контакта между корреспондентами осуществлять передачу данных не с постоянной скоростью, а скорость манипуляции изменять пропорционально энергии отраженного сигнала, то такой метод адаптации позволит повысить степень использования мощности отраженного сигнала при соответствующем соотношении сигнал/помеха (рис. 4 (а)). Эффективность применения метода адаптации вида и скорости манипуляции оценивается коэффициентом, характеризующимся отношением скорости передачи с адаптацией к скорости передачи без адаптации.

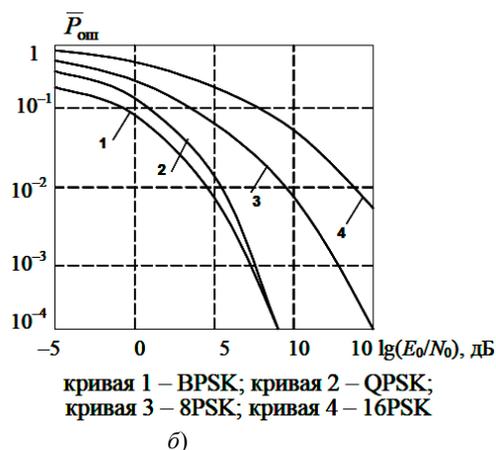
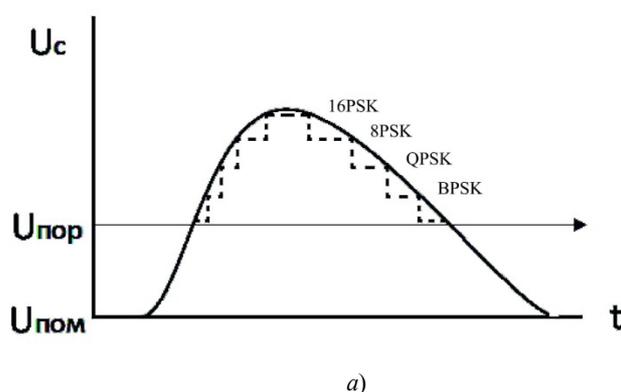


Рис. 4. Передача данных с применением адаптивной манипуляции (а) и зависимость вероятности ошибки передаваемых данных от соотношения сигнал/помеха при разных видах манипуляции (б)

Примечание. На рис. 4 (а):  $U_c$  – уровень напряжения отраженного УКВ-радиосигнала,  $U_{пор}$  – пороговое значение напряжения, определяющее длительность энергетического контакта между корреспондентами,  $U_{пом}$  – уровень напряжения помех.

На рис. 4 (б): BPSK – двоичная фазовая манипуляция, QPSK – четырехпозиционная фазовая манипуляция, 8PSK – восьмипозиционная фазовая манипуляция, 16PSK – шестнадцатипозиционная фазовая манипуляция,  $\frac{E_0}{N_0}$

– соотношение сигнал/помеха,  $P_{\text{ош}}$  – вероятность появления ошибочного бита информации на приеме.

Из рис. 4(б) видно, что при снижении уровня соотношения сигнал/помеха, например с 15 до 5 дБ, вероятность ошибки передачи данных остается практически неизменной на уровне  $10^{-2}$ . Следовательно, применив данный подход к реализации ИТКС МС на основе РМС, можно значительно увеличить их пропускную способность, что, в свою очередь, позволит повысить мощность ИТКС МС по пропускной способности.

### Выводы

1. Разработана топология инфотелекоммуникационной сети метеорной связи, которая способна охватить объекты инфраструктуры Арктики России.
2. Показана возможность сети метеорной связи по осуществлению мониторинга работоспособности технических средств СУДС СМП.
3. Предложено пропускную способность инфотелекоммуникационной сети метеорной связи оценивать показателем мощность по пропускной способности.
4. Показано, что для повышения мощности инфотелекоммуникационной сети метеорной связи по пропускной способности, целесообразно применить адаптацию вида и скорости манипуляции к уровню мощности принимаемого сигнала.

### Литература

1. Neural Network of safety system for construction equipment in permafrost zone / J.I. Idrisova, T.T. Kaverzneva, N.V. Rumyantseva, I.L. Skripnik // 4 th International Scientific Conference “Arctic: History and Modernity” IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science 302 (2019) 012128.
2. Дорошенко В.И., Стратонова О.Н., Пивоварова А.К. Метеорная связь в районах Крайнего Севера России // Современные тенденции и перспективы развития водного транспорта России: материалы IV межвуз. науч.-практ. конф. аспирантов, студентов и курсантов. СПб.: ГУМРФ, 2015. С. 31–33.
3. Титков С.Б. Технические предложения по использованию метеорной связи // Защита информации. Инсайд. № 3(9). С. 74–80.
4. Рябов И.В., Толмачев С.В., Лебедева А.А. Принципы программно-определяемых радиосистем и их применение в рамках задачи исследования метеорной

радиосвязи // Современные наукоемкие технологии. 2016. № 7-1. С. 59–66.

5. Качнов А.И., Пенкин А.А., Рыбаков А.В. Разработка мобильной системы информационного обеспечения с использованием каналов метеорной связи // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании: V Междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф.: сб. науч. ст. СПб.: СПбГУТ, 2016. С. 177–181.

6. Внедрение стационарных анкерных устройств для безопасной эксплуатации на высоте опор воздушных линий связи и линий электропередач / В.А. Сенченко, Т.Т. Каверзнева, Н.В. Румянцова, И.Л. Скрипник, Г.Д. Леликов // Пожаровзрывобезопасность. 2018. Т. 27. № 1. С. 58-67.

7. Воронин С.В., Скрипник И.Л., Каверзнева Т.Т. Подходы к определению новой стоимости образца пожарной техники // Вестник Санкт-Петербургского университета ГПС МЧС России. 2018. № 2. С. 128-134.

8. Maumud K., Mukumoto K., Fukuda A. Development of MBC System Using Software Modem // IEICE TRANS. COMMUN. Vol. E83-B, No. 6. June 2000, 1269-1281.

9. Дорошенко В.И., Ксенофонтов Ю.Г. Применение метеорной связи в системах обеспечения безопасности объектов инфраструктуры Северного морского пути // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. 2019. № 1–2(127–128). С. 3–11.

10. Капралов Д.Д., Кирик Д.И. Стохастическая модель метеорного радиоканала // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 3. С. 54–64.

11. Сидоров А.В., Орехов А.О. Рассеяние радиоволн на насыщенных метеорных следах // Актуальные проблемы гуманитарных и естественных наук. М.: Изд-во «Научно-информационный издательский центр и редакция журнала «Актуальные проблемы гуманитарных и естественных наук». 2013. № 12-1. С. 129-133.

12. Ксенофонтов Ю.Г., Скрипник И.Л., Воронин С.В. Радиолинии метеорной связи в инфотелекоммуникационной инфраструктуре МЧС России Арктического региона // Проблемы управления рисками в техносфере. СПб. 2019. № 3 (51). С. 6-12.

13. A semi-blind joint data and channel estimation based receiver for meteor burst communication / L. Zan, Ch. Yilin, J. Lijun, C. Jueping // Science in China Ser. F Information Sciences. 2005. Vol. 48. No. 2. P. 137–150.

14. Благов Д.С., Волвенко С.В. Повышение скорости передачи информации в метеорных системах связи путем использования сигналов переменной длительности // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2010. № 5(108). С. 7–13.

15. Белокопытов А.Е. Выбор эффективного вида цифровой модуляции в системах радиосвязи по критериям эффективности // Научный альманах. 2015. № 11-3(13). С. 35–38.

16. Патшин А.В., Кубанов В.П., Сподобаев Ю.М. Способ увеличения пропускной способности узкополосной нестационарной радиолинии автоматизированной системы радиосвязи ВЧ диапазона // Телекоммуникации и транспорт. 2012. № 3. С. 53–55.

Поступила 17.12.2019; принята к публикации 14.02.2020

Информация об авторах

**Дорошенко Виктор Иванович** – д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи на морском флоте, Государственный университет морского и речного флота имени адмирала С.О. Макарова (198035, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Двинская, 5/7), e-mail: doroshenko1937@yandex.ru

**Ксенофонов Юрий Геннадьевич** – канд. техн. наук, доцент кафедры радиосвязи на морском флоте, Государственный университет морского и речного флота имени адмирала С.О. Макарова (198035, Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Двинская, 5/7), e-mail: ksenofontov.ura@mail.ru

**Скрипник Игорь Леонидович** – канд. техн. наук, профессор, профессор кафедры пожарной безопасности технологических процессов и производств, Санкт-Петербургский университет государственной противопожарной службы МЧС России (196105, Россия, г. Санкт-Петербург, Московский проспект, 149), e-mail: ig.skripnick2011@yandex.ru

**TELECOMMUNICATION RESOURCE OF THE INFORMATION-TELECOMMUNICATION NETWORK OF THE ARCTIC METEOR COMMUNICATION OF RUSSIA**

**V.I. Doroshenko<sup>1</sup>, Yu.G. Ksenofontov<sup>1</sup>, I.L. Skripnik<sup>2</sup>**

**<sup>1</sup>Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping, St. Petersburg, Russia**

**<sup>2</sup>Saint-Petersburg University of State Fire Service of Emercom of Russia, St. Petersburg, Russia**

**Abstract:** the article discusses the use of the information-telecommunication network (ITN) of meteor communication (MC) in the Arctic zone of Russia with a limited resource operating in difficult climatic conditions. The specifics of UTV Radio Signals propagation and large distances between the infrastructure objects of the Northern Sea Route are taken into account. A version of the ITN MC topology is presented in the work. It was designed to meet the task of monitoring the technical means of the ship traffic control system (STCS) in the northern regions of Russia considering the existing requirements of exchange information between remote objects. The article gives substantiation for energy contact feasibility between remote leading and led stations with saturated meteor tracks which are capable to provide the required stability and quality of communication. Recommendations are given on the rational time usage of the saturated meteor trail existence proceeding from the terms of character durations distribution that are based on the transmission of official notifications and informational messages. One of the ways to expand the telecommunication resource by increasing the capacity of the bandwidth network is proposed. This can be achieved by adapting the multi-level phase manipulation in relation to the power level of the reflected UTV Radio Signals while maintaining the error probability at the detection

**Key words:** monitoring, information-telecommunication network of meteor communication, topology, bandwidth network power, energy contact, meteor radio link, meteor trail

**References**

1. Idrisova J.I., Kaverzneva T.T., Rummyantseva N.V., Skripnik I.L. "Neural Network of safety system for construction equipment in permafrost zone", *4 th International Scientific Conference «Arctic: History and Modernity» IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science* 302 (2019) 012128.
2. Doroshenko V.I., Stratonova O.N., Pivovarova A.K. "Meteor communication in the Far North of Russia", *Proc. of the IV Interuniversity Scientific and Practical Conference of graduate students, students and cadets (St. Petersburg, Russia, May 14, 2015). Current trends and prospects for the development of water transport in Russia (Sovremennye tendentsii i perspektivy razvitiya vodnogo transporta Rossii: materialy IV mezhdunar. nauch.-prakt. konf. aspirantov, studentov i kursantov)*, St. Petersburg: Corporate site of Admiral Makarov SUMIS, 2015, pp. 31-33.
3. Titkov S.B. "Technical proposals for the use of meteor communication", *Information Security. Inside (Zashchita informatsii. Insayd)*, 2006, no 3 (9), pp. 74–80.
4. Ryabov I.V., Tolmachev S.V., Lebedeva A.A. "The principles of software-defined radio systems and their application as part of the task of researching meteor radio communications", *Modern High Technology (Sovremennye naukoymkie tekhnologii)*, 2016, no. 7-1, pp. 59–66.
5. Kachnov A.I., Penkin A.A., Rybakov A.V. "Development of a mobile information support system using meteor communication channels", *V International Scientific, Technical and Scientific-Methodological Conference (St. Petersburg, Russia, March 10–11, 2016). Actual problems of information and telecommunications in science and education: a collection of scientific articles (Aktual'nye problemy infotelekkommunikatsiy v nauke i obrazovanii: V Mezhdunar. nauch.-tekhn. i nauch.-metod. konf.: sb. nauch. st.)*, St. Petersburg, SPbSUT, 2016, pp. 177–181.
6. Senchenko V.A., Kaverzneva T.T., Rummyantseva N.V., Skripnik I.L., Lelikov G.D. "The introduction of stationary anchor devices for safe operation at the height of the supports of overhead communication lines and power lines", *Fire and Explosion Safety (Pozharovzryvbezopasnost')*, 2018, vol. 27, no. 1, pp. 58-67.
7. Voronin S.V., Skripnik I.L., Kaverzneva T.T. "Approaches to determining the new cost of a sample of fire equipment", *Bulletin of the St. Petersburg University of the State Fire Service of the Ministry of Emergencies of Russia (Vestnik Sankt-Peterburgskogo universiteta GPS MCHS Rossii)*, 2018, no. 2, pp. 128-134.
8. Maymud K., Mukumoto K., Fukuda A. "Development of MBC system using software modem", *IEICE TRANS. COMMUN.* June 2000, vol. e83-b, no. 6, pp. 1269-1281.

9. Doroshenko V.I., Ksenofontov Yu.G. "The use of meteor communication in the safety systems of infrastructure of the Northern Sea Route", *Issues of Defense Technology. Series 16: Counter Terrorism Techniques (Voprosy oboronnoy tekhniki. Seriya 16: Tekhnicheskie sredstva protivodeystviya terrorizmu)*, 2019, no. 1–2 (127–128), pp. 3–11.
10. Kapralov D.D., Kirik D.I. "Stochastic model of meteor radio channel", *Transactions of Communication Educational Institutions (Trudy uchebnykh zavedeniy svyazi)*, 2018, vol. 4, no. 3, pp. 54–64.
11. Sidorov A.V., Orekhov A.O. "Radio wave scattering on saturated meteor tracks", *Actual problems of the humanities and natural sciences (Aktual'nye problemy gumanitarnykh i estestvennykh nauk)*, 2013, no. 12-1, pp. 129-133.
12. Ksenofontov Yu.G., Skripnik I.L., Voronin S.V. "Radio lines of meteor communication in the information and telecommunications infrastructure of the Ministry of Emergencies of the Arctic Region", *Problems of Risk Management in the Technosphere: Scientific and Analytical Journal (Problemy upravleniya riskami v tekhnosfere)*, St. Petersburg, 2019, no. 3 (51), pp. 6-12.
13. Zan L., Yilin Ch., Lijun J., Jueping C. "A semi-blind joint data and channel estimation based receiver for meteor burst communication", *Science in China Ser. F Information Sciences*, 2005, vol. 48, no. 2, pp. 137–150.
14. Blagov D.S., Volvenko S.V. "Increasing the speed of information transfer in meteor communication systems by using signals of variable duration", *Scientific and Technical Sheets of St. Petersburg State Polytechnic University. Informatics. Telecommunications. Control (Nauchno-tekhnicheskie vedomosti Sankt-Peterburgskogo gosudarstvennogo politekhnicheskogo universiteta. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie)*, 2010, no. 5 (108), pp. 7–13.
15. Belokopytov A.E. "The choice of an effective form of digital modulation in radio communication systems according to efficiency criteria", *Scientific Almanac (Nauchnyy al'manakh)*, 2015, no. 11-3 (13), pp. 35–38.
16. Patshin A.V., Kubanov V.P., Spodobaev Yu.M. "A way to increase the bandwidth of a narrow-band non-stationary radio link of an automated radio communication system of the HF range", *Telecommunications and transport (Telekommunikatsii i transport)*, 2012, no. 3, pp. 53–55.

Submitted 17.12.2019; revised 14.02.2020

#### Information about the authors

**Viktor I. Doroshenko**, Dr. Sc. (Technical), Professor, Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping (5/7 Dvinskaya str., St. Petersburg 198035, Russia), e-mail: doroshenko1937@yandex.ru

**Yuriy G. Ksenofontov**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping (5/7 Dvinskaya str., St. Petersburg 198035, Russia), ksenofontov.ura@mail.ru

**Igor' L. Skripnik**, Cand. Sc. (Technical), Professor, Saint-Petersburg University of State Fire Service of Emercom of Russia (149 Moskovskiy prospect, St. Petersburg 196105, Russia), e-mail: ig.skripnick2011@yandex.ru

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПЕЛЕНГОВАНИЯ КОРРЕЛЯЦИОННЫМ ИНТЕРФЕРОМЕТРОМ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛОВ, РАСПОЛОЖЕННЫХ В ОБЛАСТИ ФРЕНЕЛЯ

А.В. Ашихмин<sup>1</sup>, И.Б. Крыжко<sup>1,2</sup>, А.Б. Токарев<sup>1,3</sup>, А.А. Фатеев<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>Научно-производственная компания АО «ИРКОС», г. Москва, Россия

<sup>2</sup>Воронежский государственный университет, г. Воронеж, Россия

<sup>3</sup>Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

**Аннотация:** при создании корреляционно-фазовых пеленгаторов, как правило, используют модель плоской и в случае одноплоскостного пеленгатора горизонтальной волны, которая предполагает одинаковость углов прихода сигнала от источника радиоизлучения (ИРИ) на элементы антенной решетки (АР) пеленгатора и расположение ИРИ в плоскости пеленгатора. В случаях достаточного удаления ИРИ от пеленгатора (в дальней зоне АР) такие предположения выполняются с достаточной точностью, однако по мере приближения ИРИ к пеленгатору погрешности, порождаемые различием набегов фаз, соответствующих реальному сферическому распространению радиоволн от точечного источника, и набегов фаз, рассчитываемых для модели плоской волны, постепенно возрастают, что может приводить к аномальным по величине погрешностям определения пеленга. Однако на практике нередко возникает потребность в пеленговании близкорасположенных ИРИ, размещающихся в промежуточной зоне АР (в области Френеля), например, при натурных экспериментах на малоразмерных испытательных площадках, при пеленговании в помещениях, при размещении пеленгаторов на локальных возвышениях (в городской застройке и в гористой местности). В связи с этим оказывается актуальной задача конкретизации условий, при выполнении которых погрешности модели плоской и горизонтальной волны не приводят к существенным ошибкам пеленгования. Проведено исследование точности пеленгования применительно к двухканальным корреляционно-интерферометрическим пеленгаторам, использующим плоские антенные решетки с равномерно расположенными по кругу коммутируемыми антенными элементами. В качестве факторов, влияющих на точность определения пеленга, проанализированы пренебрежение сферичностью распространения радиоволн и наличие разности высот между пеленгатором и ИРИ. В качестве основной характеристики точности пеленгования использовалось среднеквадратическое отклонение (СКО) оценки пеленга

**Ключевые слова:** пеленгация, зона Френеля АР, приближение плоской волны, аномальные ошибки пеленгования

### Введение

В большинстве случаев использования пеленгаторов с плоской антенной решеткой предполагается достаточно большое удаление источника радиоизлучения (ИРИ) от пеленгатора. В условиях достаточного удаления несовпадением углов прихода сигнала ИРИ на различные антенные элементы пеленгатора и возвышением ИРИ над пеленгатором обычно пренебрегают, используя приближение горизонтальной плоской электромагнитной волны (ЭМВ) [1, 2]. Однако существует ряд задач, в которых пеленгование осуществляется на относительно малых расстояниях или при существенной разнице в высоте расположения пеленгатора и ИРИ, например, при пеленговании в помещениях, в условиях городской застройки, в гористой местности или при проверке характеристик пеленгатора в условиях ограни-

ченного по размерам испытательного полигона. При пеленгации на малых расстояниях в силу нелинейности функции, определяющей зависимость фазовых соотношений от направления прихода ЭМВ, пренебрежение сферичностью распространения радиоволн может приводить к аномальным погрешностям определения пеленга. Необходимость повышения точности пеленгования в сложной обстановке, например, в условиях жестких ограничений, накладываемых геометрическими размерами испытательного полигона на удаленность ИРИ, дает основание считать задачу оценки точности пеленгования при малых удалениях ИРИ весьма актуальной.

В настоящей работе в качестве основного объекта исследования погрешности пеленгования выбран двухканальный корреляционно-интерферометрический пеленгатор с плоской 9-элементной антенной решеткой с равномерно расположенными по кругу коммутируемыми антенными элементами. В качестве факторов, влияющих на точность определения пеленга, анализируются характер распространения ра-

диоволн, наличие разности высот между пеленгатором и ИРИ, расположение антенных элементов в антенной системе, частота радиосигнала. Основной характеристикой точности пеленгования служит среднеквадратическое отклонение (СКО) оценок пеленга, получаемых при различных вариантах взаимного размещения пеленгатора и ИРИ.

### Модельные представления измерений приемника

Работа фазового пеленгатора основывается на определении направления на ИРИ исходя из фазовых соотношений между сигналами, принимаемыми в разных точках пространства. Для определения разностей фаз используют свертку прямого и сопряженного комплексных сигналов, получаемых от пары элементов антенной системы.

Не нарушая общности, будем полагать, что пеленгуемый сигнал, излучаемый ИРИ, является гармоническим и имеет следующий вид:

$$r(t) = A_s e^{j2\pi \frac{v_c}{\lambda} t}, \quad (1)$$

где  $\lambda$  и  $A_s$  соответственно длина волны и амплитуда излучаемого сигнала,  $v_c$  – скорость света, а  $t$  – время.

Этот же сигнал на  $k$ -м антенном элементе определяется соотношением:

$$z_k(t) = A_r e^{j2\pi \frac{v_c}{\lambda} (t - \Delta t_k)} = A_r e^{j2\pi \frac{v_c}{\lambda} \left( t - \frac{L_k}{v_c} \right)}, \quad (2)$$

где  $A_r$  – амплитуда сигнала в точке приема, а  $\Delta t_k$  – задержка, соответствующая расстоянию  $L_k$  от ИРИ до  $k$ -го антенного элемента, которая может быть выражена как  $\Delta t_k = L_k / v_c$ .

Антенная система в двухканальном корреляционно-интерферометрическом пеленгаторе обычно состоит из коммутатора и подключенных к нему антенных элементов, среди которых выбирается один опорный элемент  $O$ , относительно которого и определяются разности фаз. Соответственно, измерения приемника  $z_{ko}$ , формируемые на основе выборки значений сигнала ИРИ на опорной антенне  $z_o(t)$  и коммутируемых антенных элементах  $z_k(t)$ , при условии отсутствия шумов определяются следующим образом:

$$z_{ko} = z_o(t) z_k(t) = P e^{j2\pi \frac{(L_k - L_o)}{\lambda} t}, \quad (3)$$

где  $P$  – квадрат амплитуды сигнала в точке приема.

### Модельные представления измерений приемника на основе приближения плоской волны

В формуле (3) используются расстояния  $L_k$  и  $L_o$  от антенных элементов до ИРИ, которые в общем случае являются неизвестными, и отсутствует направление на ИРИ. Для его оценивания принято использовать пеленг – горизонтальный угол  $\theta$  между северной частью меридиана координатной системы и направлением из центра антенной системы на ИРИ. В предположении об одинаковости направлений прихода радиосигнала на различные антенные элементы (модель плоской волны), набег фаз  $\Delta\Phi_k(\theta)$ , определяемый как разность между фазами радиосигнала на опорной и коммутируемой антенне, можно записать как скалярное произведение векторов  $a = (x_o - x_k, y_o - y_k)^T$  и  $b = (\sin(\theta), \cos(\theta))^T$  в виде:

$$\Delta\Phi_k(\theta) = \frac{2\pi}{\lambda} a^T b, \quad (4)$$

где  $2\pi / \lambda$  – коэффициент перевода расстояния в метрах в набег фаз при заданной длине волны  $\lambda$ .

Используя введенные обозначения, представим измерения пеленгатора  $z_k$  на  $k$ -й антенной паре в виде

$$z_k = F(A, \Delta\psi, \theta, k) + \xi_k, \quad (5)$$

где  $F(A, \Delta\psi, \theta, k) = A e^{j\Delta\psi} e^{j\Delta\Phi_k(\theta)}$ ,  $\Delta\psi$  – набег фаз из-за рассогласования каналов двухканального радиоприемника,  $\xi_k$  – погрешности измерения.

### Алгоритм определения пеленга

Задача определения пеленга сводится к определению неизвестного параметра  $\theta$ , входящего в измерения (5). Решение данной задачи выполняется методом наименьших квадратов (МНК), который заключается в минимизации функционала

$$J(A, \theta, \Delta\psi) = \sum_{k=1}^M |z_k - F(A, \Delta\psi, \theta, k)|^2, \quad (7)$$

где  $M$  – число используемых антенных пар (число измерений).

В связи с нелинейностью функции измерений (6), входящей в выражение (7), для поис-

ка решений приходится использовать метод перебора. Неизвестные  $A$  и  $\Delta\psi$  в отличие от угла  $\theta$ , нам не требуются, но также подлежат определению, так что первоначально размерность пространства перебора равна 3.

Объединим измерения  $z_k$  в вектор измерений  $\mathbf{z} = (z_1 \dots z_M)^T$ ; введем переменную  $B = Ae^{j\Delta\psi}$ , а совокупность комплексных экспонент запишем в виде матрицы  $\mathbf{H}(\theta) = (e^{j\Delta\Phi_1(\theta)} \dots e^{j\Delta\Phi_M(\theta)})^T$ . Тогда при фиксированном угле  $\theta$  зависимость между  $B$  и  $\mathbf{z}$  оказывается линейной

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}(\theta)B + \xi_{\mathbf{z}}, \quad (8)$$

а значит величина  $B$ , обеспечивающая минимум (7) при каждом конкретном  $\theta$ , в соответствии с классическим МНК-решением может быть рассчитана по формуле [3]

$$B = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{z}, \quad (9)$$

где  $*$  обозначает знак сопряжения. Таким образом, минимизирующее функционал (7) значение  $B$  для любого конкретного угла  $\theta$  можно рассчитать как

$$B(\theta) = \left( \sum_{k=1}^M e^{j\Delta\Phi_k(\theta)} e^{-j\Delta\Phi_k(\theta)} \right)^{-1} \sum_{k=1}^M e^{-j\Delta\Phi_k(\theta)} z_k = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=1}^M e^{-j\Delta\Phi_k(\theta)} z_k, \quad (10)$$

что позволяет сократить пространство перебора до 1.

С учетом полученного аналитическим образом значения переменной  $B(\theta)$  запишем функционал минимизации (7) следующим образом:

$$J(\theta) = \sum_{k=1}^M \left| z_k - \left( \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M e^{-j\Delta\Phi_m(\theta)} z_m \right) e^{j\Delta\Phi_k(\theta)} \right|^2. \quad (11)$$

Раскрывая квадрат модуля разности комплексных чисел и сокращая подобные члены, это выражение можно преобразовать к виду

$$J(\theta) = \sum_{k=1}^M \overline{z_k z_k} - \frac{1}{M} \left| \sum_{k=1}^M (\overline{z_k} e^{j\Delta\Phi_k(\theta)}) \right|^2, \quad (12)$$

но поскольку первое слагаемое от  $\theta$  не зависит, то задачу минимизации (12) можно заменить эквивалентной задачей поиска максимума функционала

$$\tilde{J}(\theta) = \left| \sum_{k=1}^M (\overline{z_k} e^{j\Delta\Phi_k(\theta)}) \right|^2 = \left| \sum_{k=1}^M (e^{-j\Delta\Phi_k(\theta)} z_k) \right|^2. \quad (13)$$

Для исследования и отображения результата работы алгоритма оценки пеленга будем использовать пеленгационную диаграмму – графическое изображение в полярных координатах зависимости функционала  $\tilde{J}(\theta)$  от направления угла прихода радиосигнала. Для наглядности на рис. 1 приведен пример пеленгационной диаграммы для сигнала с частотой 800 МГц и углом направления прихода 90 градусов. Наличие у этой диаграммы большого числа локальных максимумов является следствием нелинейности решающей функции и доказывает необходимость полного перебора возможных значений пеленга  $\theta$  при поиске оптимальной его оценки.

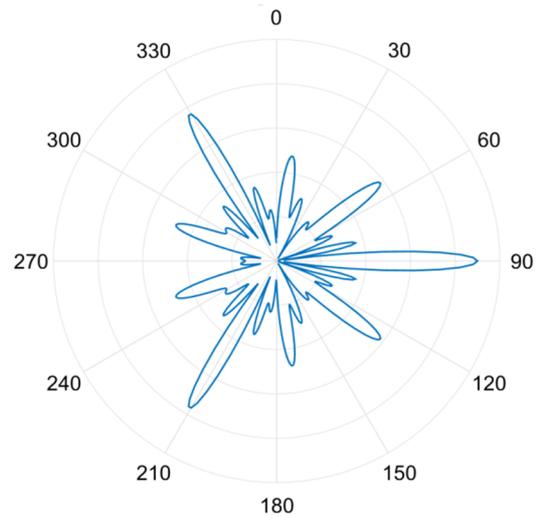


Рис. 1. Пример пеленгационной диаграммы при частоте радиосигнала в 800 МГц, пеленге 90 градусов и расстоянии до ИРИ 30 м

Точность полученного методом перебора приближенного значения угла  $\theta$  определяется шагом перебора и не всегда удовлетворительна. Попытка использования очень мелкого шага перебора для увеличения точности сопровождается увеличением количества необходимых итераций и ростом вычислительной сложности, поэтому целесообразно вначале грубо оценить приближенное значение пеленга, а затем произвести уточнение решения, например, за счет использования метода Ньютона.

Пусть с помощью представленного выше метода перебора получены некоторые приближения  $B_o$  и  $\theta_o$  параметров  $B$  и  $\theta$ . Тогда значение функции  $F(B, \theta, k)$  можно представить в виде:

$$F(B, \theta, k) \approx F(B_o, \theta_o, k) + \frac{\partial F(B_o, \theta_o, k)}{\partial B} \Delta B + \frac{\partial F(B_o, \theta_o, k)}{\partial \theta} \Delta \theta, \quad (14)$$

где  $\Delta B = B - B_o$ , а  $\Delta \theta = \theta - \theta_o$ .

В связи с тем, что переменная  $B$  и функция  $F(B, \theta, k)$  имеют комплексные значения, рациональнее перейти к использованию разделенных на реальную и мнимую части векторов

$$\Delta \tilde{x} = \begin{bmatrix} \Delta B_{re} \\ \Delta B_{im} \\ \Delta \theta \end{bmatrix}, \quad \tilde{s} = \begin{bmatrix} z_{1re} - F(B, \theta, 1)_{re} \\ z_{1im} - F(B, \theta, 1)_{im} \\ \dots \\ z_{kre} - F(B, \theta, M)_{re} \\ z_{kim} - F(B, \theta, M)_{im} \end{bmatrix}$$

и матрицы частных производных

$$\tilde{C} = \begin{pmatrix} \frac{\partial F(B, \theta, 1)_{re}}{\partial B_{re}} & \frac{\partial F(B, \theta, 1)_{re}}{\partial B_{im}} & \frac{\partial F(B, \theta, 1)_{re}}{\partial \theta} \\ \frac{\partial F(B, \theta, 1)_{im}}{\partial B_{re}} & \frac{\partial F(B, \theta, 1)_{im}}{\partial B_{im}} & \frac{\partial F(B, \theta, 1)_{im}}{\partial \theta} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial F(B, \theta, M)_{re}}{\partial B_{re}} & \frac{\partial F(B, \theta, M)_{re}}{\partial B_{im}} & \frac{\partial F(B, \theta, M)_{re}}{\partial \theta} \\ \frac{\partial F(B, \theta, M)_{im}}{\partial B_{re}} & \frac{\partial F(B, \theta, M)_{im}}{\partial B_{im}} & \frac{\partial F(B, \theta, M)_{im}}{\partial \theta} \end{pmatrix}$$

где  $\frac{\partial F(B, \theta, k)_{im}}{\partial B_{im}} = \cos(\Delta \Phi_k(\theta)), \quad (15)$

$$\frac{\partial F(B, \theta, k)_{re}}{\partial B_{re}} = \cos(\Delta \Phi_k(\theta)), \quad (16)$$

$$\frac{\partial F(B, \theta, k)_{im}}{\partial B_{re}} = \sin(\Delta \Phi_k(\theta)), \quad (17)$$

$$\frac{\partial F(B, \theta, k)_{re}}{\partial B_{im}} = -\sin(\Delta \Phi_k(\theta)), \quad (18)$$

$$\frac{\partial F(B, \theta, k)_{re}}{\partial \theta} = -B_{re} \sin(\Delta \Phi_k(\theta)) \frac{\partial \Delta \Phi_k(\theta)}{\partial \theta} - B_{im} \sin(\Delta \Phi_k(\theta)) \frac{\partial \Delta \Phi_k(\theta)}{\partial \theta}, \quad (19)$$

$$\frac{\partial F(B, \theta, k)_{im}}{\partial \theta} = B_{re} \cos(\Delta \Phi_k(\theta)) \frac{\partial \Delta \Phi_k(\theta)}{\partial \theta} - B_{im} \sin(\Delta \Phi_k(\theta)) \frac{\partial \Delta \Phi_k(\theta)}{\partial \theta}. \quad (20)$$

Введенные выше векторы и матрицы связаны между собой соотношением

$$\tilde{s} = \tilde{C} \Delta \tilde{x}. \quad (21)$$

МНК-оценка вектора  $\Delta \tilde{x}$  может быть рассчитана следующим образом:

$$\Delta \tilde{x} = (\tilde{C}^* \tilde{C})^{-1} \tilde{C}^* \tilde{s}. \quad (22)$$

Формулы (1) – (22) составляют достаточно полное описание работы корреляционно-интерферометрического пеленгатора. В частности, значения измерений на антенных парах задаются формулой (3), а получаемое по измерениям приближенное значение пеленга определяется полным перебором путем минимизации функционала (13), которое затем уточняется с помощью формулы (22). Применим эти формулы для исследования работы пеленгатора на относительно малых дистанциях пеленгации.

### Численные эксперименты

При определении пеленга корреляционным интерферометром имеются два основных типа ошибок:

1) изменение уровней локальных минимумов функционала из-за наличия погрешностей в модели и измерениях, что может приводить к «перескоку» глобального минимума на другой локальный минимум;

2) сдвиг локальных минимумов функционала (Эти ошибки, как правило, малы и пропорциональны величине погрешностей измерений, а их распределение является нормальным).

Первый эффект проиллюстрирован на рис. 2, где приведен график пеленгационной диаграммы для антенной системы радиуса 1м при истинном направлении пеленга 90. На рис. 3 приведен пример ошибки второго типа при том же направлении пеленга.

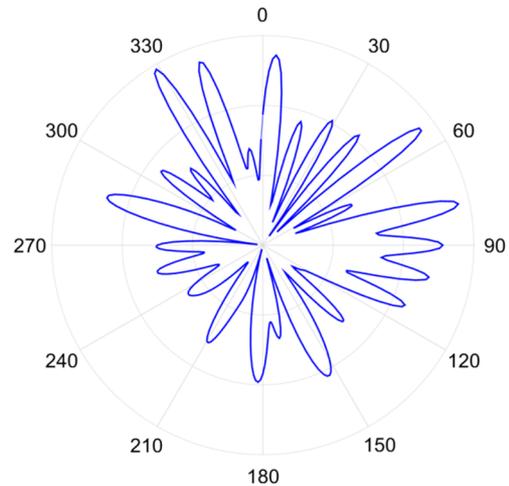


Рис. 2. Пеленгационная диаграмма, демонстрирующая ошибку 1 типа, при истинном направлении пеленга 90

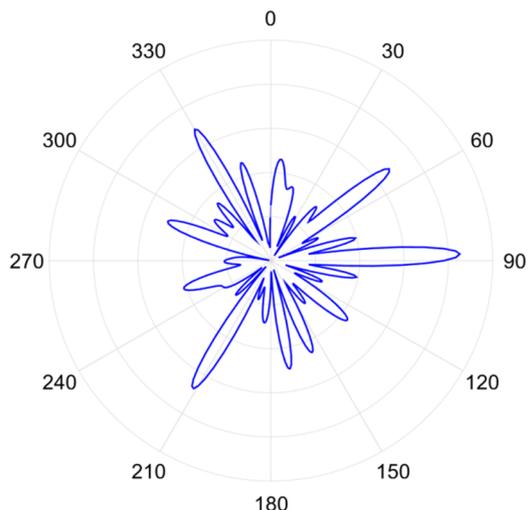


Рис. 3. Пеленгационная диаграмма, демонстрирующая ошибку 2 типа, при истинном направлении пеленга 90

### Влияние пренебрежения сферичностью распространения радиоволн

Для исследования погрешностей, возникающих из-за пренебрежения сферичностью распространения радиоволн, сравним результаты определения пеленга, полученные исходя из приближения плоской волны, с истинными значениями пеленга при отсутствии любых других ошибок. Учитывая, что расхождения максимумов функционала (13) с истинным пеленгом ИРИ сложным образом зависят от взаимного расположения ИРИ и совокупности элементов антенной решетки, для сравнения различных способов пеленгования целесообразно использовать СКО пеленга, рассчитываемое для большого числа направлений на ИРИ.

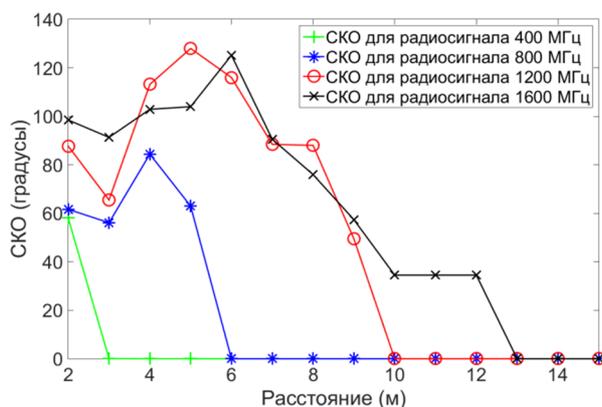


Рис. 4. График зависимости СКО пеленга от расстояния до ИРИ для 9-элементной антенной системы радиуса 1 м

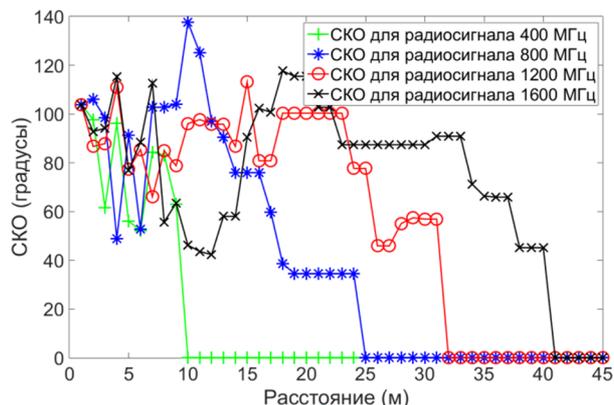


Рис. 5. График зависимости СКО пеленга от расстояния до ИРИ для 9-элементной антенной системы радиуса 2 м

Условимся рассчитывать СКО по всем направлениям от  $0^\circ$  до  $360^\circ$  с шагом в  $5^\circ$  для антенных систем радиуса 1 м и 2 м. В качестве параметров, влияющих на точность определения пеленга, будем рассматривать частоту радиосигнала и расстояние до ИРИ. Результаты исследования влияния пренебрежения сферичностью распространения радиоволн на погрешность определения пеленга приведены на рис. 4 и 5.

Как видно из графиков на рис. 4-5 соответствующая ошибка пеленгования оказывается значительной при размещении ИРИ близко к пеленгатору и становится пренебрежимо малой при удалении ИРИ на расстояние более некоторого порогового значения, определяемого частотой радиосигнала. Сведения с рис. 4-5 вместе с результатами, полученными аналогично для АР с 7, 11 и 13 элементами, представлены в табл. 1, 2.

Таблица 1  
Расстояния от пеленгатора до ИРИ, гарантирующие отсутствие аномальных ошибок пеленгования при использовании круговой АР радиусом  $R'=1$  м

Частота, МГц	Число элементов АР				Радиус ДЗ, м
	7	9	11	13	
400	5	3	3	3	11
800	7	6	5	5	21
1200	11	10	7	6	32
1600	20	13	9	8	43

Таблица 2  
 Расстояния от пеленгатора до ИРИ, гарантирующие отсутствие аномальных ошибок пеленгования при использовании круговой АР радиусом  $R'=2\text{ м}$

Частота, МГц	Число элементов АР				Радиус ДЗ, м
	7	9	11	13	
400	14	10	8	8	43
800	55	25	17	15	85
1200	56	32	26	26	128
1600	60	41	38	34	171

Сопоставим полученные результаты с рекомендуемыми условиями использования антенн, представленными в литературе. В частности, в монографии [2] рекомендуется использовать приближение плоской волны лишь в дальней зоне (ДЗ) на расстояниях  $R$ , удовлетворяющих условию

$$R < R_{ДЗ} = 2 \frac{(2R')^2}{\lambda}. \quad (23)$$

Соответствующие значения  $R_{\min}$  представлены в последнем столбце табл. 1, 2. Их сопоставление с минимальными расстояниями, обеспечивающими отсутствие аномальных ошибок пеленгования, показывает возможность использования приближения плоской волны не только в ДЗ, но и в области Френеля АР при выполнении условия

$$R \geq R_{ДЗ} / 3. \quad (24)$$

**Исследование влияния разности высот между плоскостями нахождения пеленгатора и ИРИ**

При пеленгации не всегда ИРИ располагается в одной плоскости с антенной системой пеленгатора, в связи с чем для корректного указания направления на ИРИ необходимо ещё оценивать угол места. Однако при использовании одноплоскостной антенной системы обеспечить высокую точность оценивания угла места крайне проблематично, а добавление второй оцениваемой переменной существенно увеличивает вычислительную сложность процедуры. Как следствие, при небольшой разности высот оцениванием угла места, как правило, пренебрегают, а влияние разности высот на оценку пеленга рассматривают как погрешность.

Для исследования влияния разности высот между пеленгатором и ИРИ на погрешность пеленгования построим графики СКО

определения пеленга антенной радиуса 1 м при разности высот между пеленгатором и ИРИ в 5 м и 10 м (как и ранее, СКО рассчитывалось для направлений от  $0^\circ$  до  $360^\circ$  с шагом в  $5^\circ$ ). Приведенные на рис. 6 и 7 результаты эксперимента наглядно показывают, что с увеличением разницы высот между расположением пеленгатора и ИРИ расстояние, необходимое для предотвращения аномальных ошибок пеленгования, существенно возрастает.

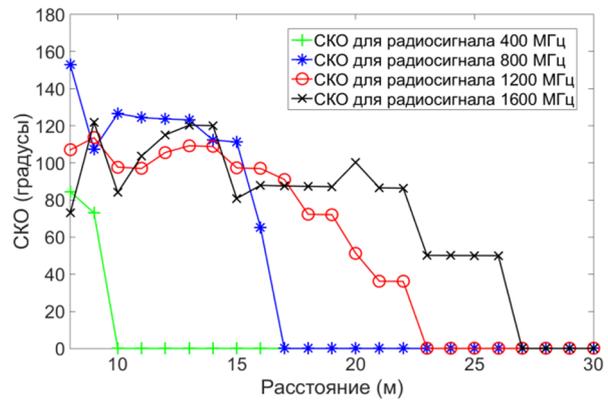


Рис. 6. Зависимость СКО пеленга от расстояния при высоте ИРИ над пеленгатором в 5 м

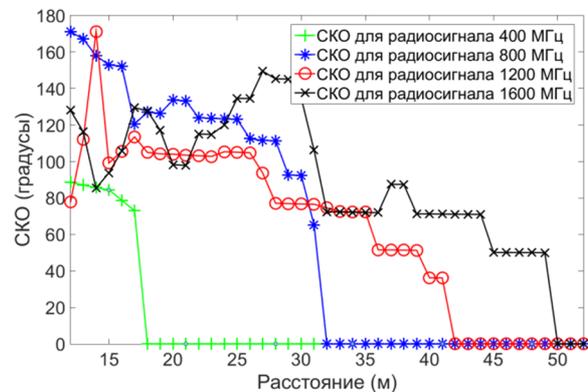


Рис. 7. Зависимость СКО пеленга от расстояния при высоте ИРИ над пеленгатором в 10 м

На практике более востребованной может оказаться информация об углах места размещения ИРИ, при которых пеленгование производится без возникновения аномальных ошибок. Соответствующие графики, демонстрирующие данную информацию, приведены на рис. 8-9. Как видно, на больших дистанциях существует фиксированный, зависящий от расположения элементов АР, максимально допустимый угол места, а в области Френеля из-за дополнительного влияния «приближения плоской волны», необходимый для предотвращения

аномальных ошибок максимально допустимый угол места уменьшается.

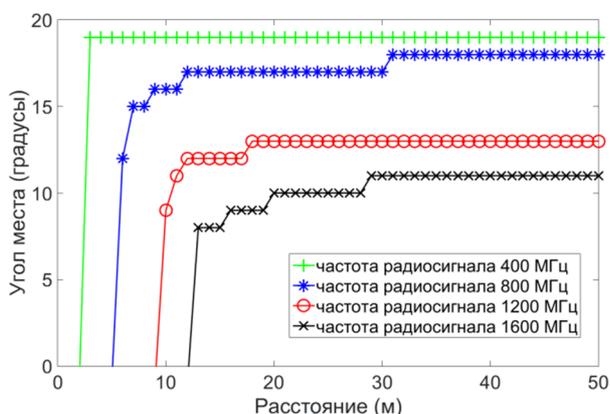


Рис. 8. Максимально допустимые углы места при пеленговании ИРИ без аномальных ошибок антенной радиуса 1 м

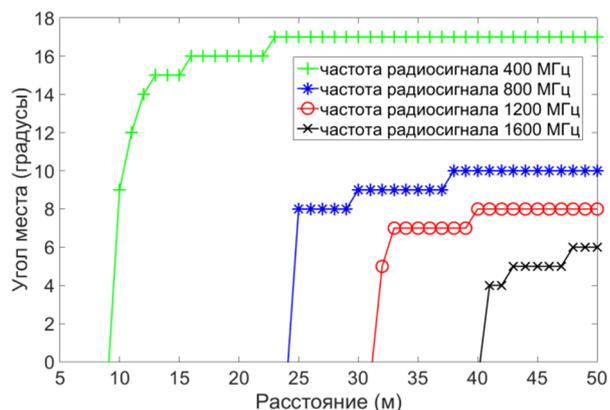


Рис. 9. Максимально допустимые углы места при пеленговании ИРИ без аномальных ошибок антенной радиуса 2 м

Для большей наглядности результаты эксперимента по определению возможных углов места расположения ИРИ, не влияющих на точность определения пеленга с помощью 9-элементной АР при расстоянии до ИРИ меньше 50 м, сгруппированы в табл. 3. В колонке «Угол места для  $R_{ДЗ}/3$ » представлены допустимые углы расположения ИРИ, обеспечивающие корректность пеленгования в зоне, удовлетворяющей требованию (24); в первом приближении эти углы (в градусах) определяются соотношением

$$\beta_{R_{ДЗ}/3} \approx \frac{45^\circ}{\pi} \arctg\left(\frac{4\lambda}{R'}\right). \quad (25)$$

При удалении ИРИ от пеленгатора на дистанцию более (24) наблюдается небольшой «запас» по значениям угла места  $\beta$  по отношению к (25), однако этот запас, как правило,

не превышает  $1-2^\circ$  и к тому же требует увеличения расстояния до ИРИ до значений, представленных в колонке «Аномал. зона, м».

Таблица 3

Минимальные расстояния до ИРИ и максимальные углы места, гарантирующие отсутствие аномальных пеленгов для 9-элементной АР

Частота, МГц	Антенна радиуса $R'=1\text{ м}$			Антенна радиуса $R'=2\text{ м}$		
	Угол места для $\frac{R_{ДЗ}}{3}$ , °	Макс. угол места, °	Аномал. зона, м	Угол места для $\frac{R_{ДЗ}}{3}$ , °	Макс. угол места, °	Аномал. зона, м
400	19	19	3	15	17	23
800	15	17	8	9	10	38
1200	11	13	17	8	8	40
1600	8	11	29	6	6	48

### Влияние случайных ошибок

Представленные выше данные не учитывают влияние ошибок, вызываемых шумовой компонентой принимаемых радиоизлучений и погрешностью калибровки аппаратуры. Случайные поправки  $\xi_k$ , входящие в (5), зависят сложным образом от частоты радиоизлучений, интенсивности шума, длины обрабатываемых выборок сигналов, взаимного расположения пеленгатора и ИРИ, геометрических параметров АР и т.д. В связи с этим при оценке влияния случайных поправок  $\xi_k$  на точность определения пеленга будем лишь варьировать в заметных пределах их СКО  $\sigma$  без детализации взаимосвязи этого СКО с порождающими поправки  $\xi_k$  факторами.

Условимся называть относительной погрешностью измерений значение отношения СКО  $\sigma$  поправок  $\xi_k$  к входящей в (2) и (5) амплитуде  $A$  радиосигнала в точке приема. Результаты статистического исследования влияния подобных погрешностей измерений на размеры зоны, свободной от аномальных ошибок пеленгования, представлены в табл. 4, 5.

Таблица 4

Расстояния от пеленгатора до ИРИ, гарантирующие отсутствие аномальных ошибок пеленгования для 9-элементной круговой АР радиусом  $R'=1$  м

Частота, МГц	Минимальное расстояние (м) при относительной погрешности измерений			Радиус ДЗ, м
	$\frac{\sigma}{A} = 0,0$	$\frac{\sigma}{A} = 0,2$	$\frac{\sigma}{A} = 0,4$	
400	3	4	4	11
800	6	7	13	21
1200	10	11	17	32
1600	13	16	22	43

Таблица 5

Расстояния от пеленгатора до ИРИ, гарантирующие отсутствие аномальных ошибок пеленгования для 9-элементной круговой АР радиусом  $R'=2$  м

Частота, МГц	Минимальное расстояние (м) при относительной погрешности измерений			Радиус ДЗ, м
	$\frac{\sigma}{A} = 0,0$	$\frac{\sigma}{A} = 0,2$	$\frac{\sigma}{A} = 0,4$	
400	10	13	27	43
800	25	30	50	85
1200	32	43	76	128
1600	41	48	82	171

Результаты исследования показывают, что при незначительных по величине поправках наличие погрешностей измерений практически не оказывает влияния на расстояния от пеленгатора до ИРИ, на которых уже не следует беспокоиться о возможности возникновения аномальных ошибок. Если же случайные поправки к измерениям (учитывая правило «3 сигм») оказываются соизмеримыми с амплитудами радиосигналов в точке приема, то размеры зоны возникновения аномальных ошибок расширяются, но, как правило, всё же не превышают половины размера «классической» дальней зоны АР, рассчитываемой, например, в соответствии с монографией [2].

### Заключение

Проведенное исследование доказывает, что оценка пеленга на основе модели плоской волны при малых расстояниях между пеленгатором и пеленгуемым источником радио-

излучения (ИРИ) может порождать аномальные ошибки пеленгования. Причиной погрешности является возрастание различий между набегам фаз на элементах антенной решетки (АР) при реальном сферическом характере распространения радиоволн от точечного источника, и набегам фаз, получаемыми на основе часто используемой для упрощения расчетов модели плоской волны. Граница появления аномальных ошибок располагается в области Френеля антенной решетки; дистанция, начиная с которой можно производить оценку пеленга на основании модели плоской волны при значительных отношениях сигнал-шум в точке приёма, составляет приблизительно 1/3 величины дальней зоны АР пеленгатора. В частности, для круговой решетки радиусом 1 м гарантируется корректное пеленгование ИРИ, находящихся от пеленгатора на расстоянии порядка 10 метров, при частотах сигналов ниже 1 ГГц. Если же частоты сигналов будут превышать 1,5 ГГц, то дистанцию до ИРИ необходимо увеличивать до 20 метров и более.

При снижении отношения сигнал-шум размер зоны, в которой могут наблюдаться аномальные оценки пеленгов, может расширяться приблизительно до половины размера дальней зоны АР пеленгатора.

Ещё одним фактором, способным породить аномальные ошибки при пеленговании, является размещение пеленгатора и ИРИ на разных высотах. На корректность получаемых оценок пеленга можно рассчитывать лишь при размещении ИРИ по отношению к пеленгатору в довольно узком диапазоне углов места. Предельно допустимые углы места зависят от частот сигналов, геометрии антенной решетки, а также снижаются при попадании ИРИ в зону Френеля АР пеленгатора. При дистанциях, превышающих 30 метров, для круговой решетки радиусом 1 м на частотах ниже 1 ГГц угол места, в первом приближении, должен составлять не более 15...20°, а для частот выше 1,5 ГГц – не более 10°. Для круговых АР радиусом 2 м допустимые углы места уменьшаются до значений не более 10...15° на частотах до 1 ГГц, и до 6...8° в более высокочастотной области.

### Литература

1. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства; под ред. А.М. Рембовского. М.: Горячая линия-Телеком, 2012. 640 с.
2. Сазонов Д.Н. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988. 432 с.

3. Dan Simon, Optimal State Estimation / Dan Simon. – WILEY-INTERSCIENCE, 2006. 526 с.

Поступила 17.12.2019; принята к публикации 14.02.2020

#### Информация об авторах

**Ашихмин Александр Владимирович** – д-р техн. наук, профессор, директор ОСП, главный инженер, Научно-производственная компания АО «ИРКОС» (129515, Россия, г. Москва, Звёздный бульвар, 19), e-mail: ashihminav@ircoc.vrn.ru

**Крыжко Игорь Борисович** – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный университет (394036, Россия, г. Воронеж, Университетская площадь, 1); старший научный сотрудник, Научно-производственная компания АО «ИРКОС» (129515, Россия, г. Москва, Звёздный бульвар, 19), e-mail: kryzhkoib@ircoc.vrn.ru

**Токарев Антон Борисович** – д-р техн. наук, доцент, профессор кафедры радиотехники, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), начальник НИС, Научно-производственная компания АО «ИРКОС» (129515, Россия, г. Москва, Звёздный бульвар, 19), e-mail: TokarevAB@ircoc.vrn.ru

**Фатеев Александр Андреевич** – студент 2-го курса магистратуры, Воронежский государственный университет (394036, Россия, г. Воронеж, Университетская площадь, 1); инженер-программист, Научно-производственная компания АО «ИРКОС» (129515, Россия, г. Москва, Звёздный бульвар, 19), e-mail: fateevaa@ircoc.vrn.ru

### RESEARCH OF POSSIBILITY OF DIRECTING BY CORRELATION INTERFEROMETER OF SOURCES OF SIGNALS LOCATED IN THE FRESNEL FIELD

A.V. Ashikhmin<sup>1</sup>, I.B. Kryzhko<sup>1,2</sup>, A.B. Tokarev<sup>1,3</sup>, A.A. Fateev<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>«IRCOS» JSC, Moscow, Russia

<sup>2</sup>Voronezh State University, Voronezh, Russia

<sup>3</sup>Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

**Abstract:** when creating a correlation phase direction finders, one typically uses the plane wave model of radio propagation (and horizontal wave model in the case of single-plane direction finder). This model suggests a uniformity of angles of the radio waves arrival from the source of radio emission (RES) on the elements of the antenna array (AA) of the direction finder. Also it supposes that RES are located in the same plane with the direction finder. In cases of sufficient distance of the RES from the direction finder (in the AA far zone) such assumptions are usually performed with sufficient accuracy. When RES approach the direction finder, the errors generated by the plane wave model gradually increase, which can lead to anomalous errors in the bearing estimation. However, in practice, there is often a need for finding close RES, located in the intermediate zone of the AA (in the Fresnel region), for example, in full-scale experiments on small test sites, when bearing in the premises, when placing direction finders on local elevations (in urban areas and in mountainous areas). In this regard, it is an urgent task to specify the conditions under which the errors of the plane and horizontal wave model do not lead to significant bearing errors. In this paper, the accuracy of bearing in relation to a two-channel correlation-interferometric direction finder with a flat antenna array with uniformly arranged in a circle switched antenna elements is studied. As factors influencing the accuracy of bearing estimation, the neglect of the sphericity of radio waves propagation and the presence of different heights between the direction finder and the RES are analyzed. The standard deviation (RMS) of the bearing estimate was used as the main characteristic of the bearing accuracy

**Key words:** direction finding, Fresnel region, plane wave approximation, anomal errors at direction finding

#### References

1. Rembovskiy A., Ashikhmin A., Koz'min V. "Radio monitoring. Problems, Methods and Equipment" ("Radiomonitoring. Zadachi, metody, sredstva"), Moscow, Goryachaya liniya-Telekom 2012, 640 p.
2. Sazonov, D.N. "Antennas and SHF devices" ("Antenny i ustrojstva SVCH"), Moscow, Vyssh. shk., 1988, 432 p.
3. Simon D. "Optimal State Estimation", WILEY-INTERSCIENCE, 2006, 526 p.

Submitted 17.12.2019; revised 14.02.2020

#### Information about the authors

**Aleksandr V. Ashikhmin**, Dr. Sc. (Technical), Professor, Head of the subdivision and chief engineer of the "IRCOS" JSC (19 Zvezdnyy boulevard, Moscow 12951, Russia), e-mail: ashihminav@ircoc.vrn.ru

**Igor' B. Kryzhko**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State University (1 Universitetskaya sq., Voronezh 394036, Russia); Senior scientist, "IRCOS" JSC (19 Zvezdnyy boulevard, Moscow 12951, Russia), e-mail: kryzhkoib@ircoc.vrn.ru

**Anton B. Tokarev**, Dr. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (173/3, Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394066, Russia); Head of SRS "IRCOS" JSC (19 Zvezdnyy boulevard, Moscow 12951, Russia), e-mail: TokarevAB@ircoc.vrn.ru

**Aleksandr A. Fateev**, MA, Voronezh State University, (1 Universitetskaya sq., Voronezh, 394036, Russia); Engineer "IRCOS" JSC (19 Zvezdnyy boulevard, Moscow 12951, Russia) e-mail: fateevaa@ircoc.vrn.ru

## ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РЕАЛИЗАЦИЯ НЕЙРОСЕТЕВОГО КОДИРОВАНИЯ И ДЕКОДИРОВАНИЯ

А.В. Башкиров, Д.А. Пухов, И.В. Свиридова, М.В. Хорошайлова

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

**Аннотация:** предложен прямой кодер искусственной нейронной сети, который принимает в качестве своей основной структуры самоорганизующуюся карту (SOM) нейронной сети. Для этого кодера построена прямая нейронная сеть в соответствии с размером исходных битов и битов кодового слова. Выбрано правильное распределение вычислительных наборов и инициализированы наборы значений согласно алгоритму. Проверена уникальность наборов кодовых слов до нахождения совпадения. В процессе декодирования в качестве нейросетевого декодера используется многослойная сеть персептрона (MLPN). Для этого строится MLPN в соответствии с размером исходных битов и битов кодового слова. Затем обучаем MLPN наборам кодовых слов, генерируемых прямой нейронной сетью. Далее мы не останавливаем тренировочный процесс до тех пор, пока общая ошибка не станет минимальной. Наконец, мы принимаем и декодируем наборы кодовых слов. Фактические тесты моделирования показывают, что возможно как кодирование, так и декодирование нейронной сети. Причем лучшая производительность достигается при условии правильной прямой структуры нейронной сети и степени выхода узла  $\lambda$ . Наборы кодовых слов, генерируемые кодовщиком нейронной сети, не могут быть декодированы традиционными математическими методами, что имеет хорошие перспективы для обеспечения безопасности связи

**Ключевые слова:** прямая нейронная сеть, самоорганизующаяся карта (SOM), нейронная сеть, многослойная персептронная сеть (MLPN), кодирование, значения

### Введение

Кодирование и декодирование используются для повышения надежности передачи информации в процессе связи, и определенный алгоритм принят как отношение битов источника к битам проверки. Например, код низкой плотности проверки на четность (LDPC) является типичным линейным блочным кодом [1 – 3]. А контрольная матрица (генерирующая матрица) - это полная взаимосвязь между исходными битами и битами кодового слова.

Каждый контрольный бит создается несколькими конкретными исходными битами и соответствующим контрольным выражением (в соответствии с контрольной матрицей). В процессе декодирования, если биты кодового слова не могут соответствовать выражению проверки, то ошибка может быть найдена и исправлена.

В настоящее время нейронная сеть в целом используется в качестве нового метода декодирования традиционных кодов, таких как коды свертки, коды продуктов Turbo, LDPC. Существует, по крайней мере, два типа нейросетевых декодеров:

- нейронная сеть, принятая в качестве ос-

новной архитектуры в декодере;

- нейронная сеть, принятая в качестве вспомогательной роли в декодере.

MLPN является типичной нейронной сетью, которая обычно принимается для решения задач построения нейросетевого декодера. Таким образом, декодер должен быть надлежащим образом подготовлен с помощью кодового слова, которое задается заранее.

Нейронная сеть Хопфилда используется для совместного выравнивания и декодирования информации, передаваемой по высокочастотному каналу Рэлея с замиранием из-за многолучевого распространения.

На основе неконтролируемой рекуррентной нейронной сети (RNN) оптимизация для существующего метода декодирования исследована. На основе нейронных сетей с радиальной базисной функцией предложена схема извлечения внешней информации и соответствующий алгоритм декодирования.

В [4] нейронную сеть предлагается линейный декодер блочного кода, который легко реализовать в реальном времени и выполнять параллельные вычисления для высокоскоростной реализации. Однако значения и функции активации нейронной сети должны быть изменены при работе с недвоичным полем Галуа, чтобы обнаруживать и исправлять множественные биты ошибок.

Подход мягкого декодирования SOM (самоорганизующаяся карта) на основе надежного VQ (векторного квантования) представлен в [5], который подходит для беспроводной связи. В [6] предложен новый сверточный декодер, основанный на нейронной сети, который имеет лучшую производительность, чем традиционный метод турбодекодирования. Новый общий декодер нейронной сети представлен в форме симметричной самоорганизующейся карты (SSOM) в [7], которая может одновременно выполнять наклон и декодирование независимо от каких-либо правил кодирования.

Кодирование нейронной сети, принятое для кодирования исходных битов источника, является новым методом выражения взаимосвязи между битами источника и битами ко-

дового слова. Изучение нейросетевого кодирования находится на начальной стадии.

### Основная идея кодирования нейронной сети. Организация работы обычного кодера

Основным отличием обычного кодера от нейросетевого кодера является механизм генерации наборов кодовых слов. На рис. 1 показана архитектура традиционного кодера и декодера. В традиционном кодере N битов исходного кода используются для генерации N+K битов кодового слова через генерацию матрицы, которая включает в себя K битов проверки избыточности. Таким образом, N+K битов кодового слова могут быть проверены контрольной матрицей в процессе декодирования.

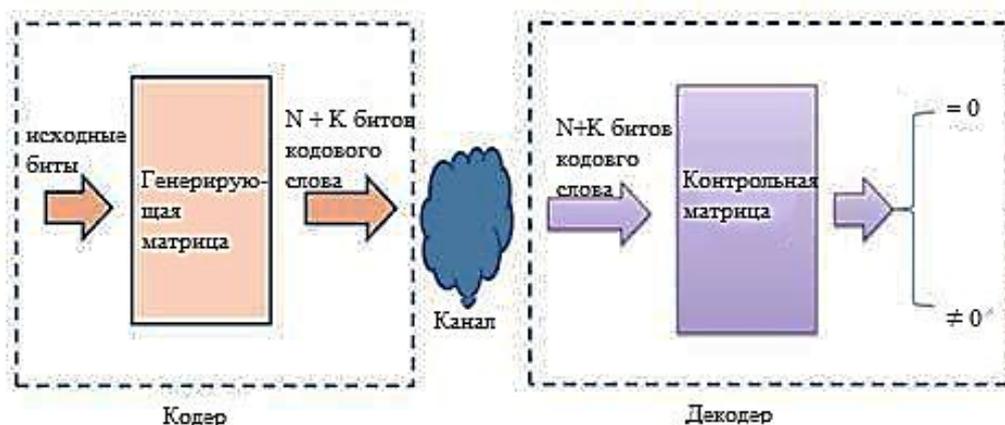


Рис. 1. Архитектура традиционного кодера и декодера

Естественно, генерирующая матрица является ядром обычного кодера. Вообще говоря, обычный кодер принимает несколько исходных битов для вычисления соответствующего контрольного бита в соответствии с генерирующей матрицей (или контрольной матрицей). Например, LDPC-коды строятся с использованием разреженного двудольного графа (рис. 2), который является другой формой проверочной матрицы. Каждый контрольный бит рассчитывается по определенному биту. Например, на рис. 2 проверочный бит N5 рассчитывается по выражению:  $N5 = B1 \oplus B2 \oplus B3 \oplus B4$ .

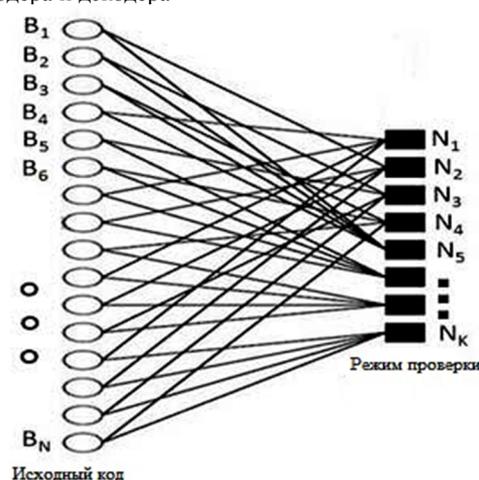


Рис. 2. Двухсторонний граф LDPC-кода

Существует несколько характеристик кодеров:

- биты кодового слова генерируются конкретными формулами или правилами;

- биты кодового слова имеют отношение к исходным битам;
- разные правила генерации битов кодового слова означают разный тип кода.

### Организация работы нейросетевого декодера (НСД)

В НСД наборы кодовых слов создаются путем генерации нейронной сети. На рис. 3

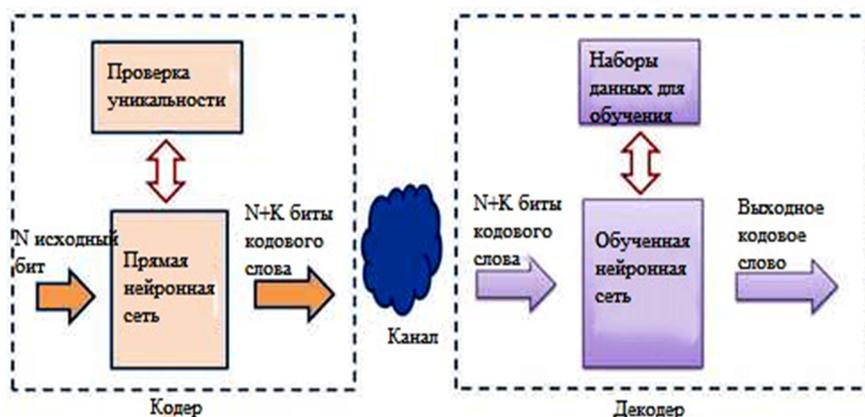


Рис. 3. Архитектура нейросетевого кодера и декодера

В НСД прямая нейронная сеть используется для преобразования N исходных битов в N+K битов кодового слова, которые имеют аналогичную функцию с генерацией матрицы в традиционном кодере. Прямая нейронная сеть, также называемая генерирующей нейронной сетью, имеет некоторое отличие от нормальной нейронной сети, такой как MLPN, SOM и т. д.

На рис. 4 показан способ создания наборов кодовых слов прямой нейронной сетью. И архитектура кодера похожа на нейронную сеть SOM. Однако с традиционной нейронной сетью SOM все по-другому:

- генерирующая нейронная сеть имеет только прямой процесс. Другими словами, генерирующая нейронная сеть имеет не конкуренцию, а процесс обучения;
- прямая нейронная сеть не полностью подключена. Другими словами, любой выходной узел связан с входными узлами части через значения, а не всю модель соединения. Это еще одно отличие от традиционной SOM нейронной сети;
- диапазон множества значений должен находиться в определенном интервале в прямой нейронной сети, которая стремится гарантировать результат выходного узла в пределах разрешенной области;

показана архитектура нейросетевых кодера и декодера. Есть некоторые отличия по сравнению с обычным кодером:

- биты кодового слова генерируются с помощью нейронной сети (или прямой нейронной сети), а не генерацией матрицы или конкретных формул;
- тип кода определяется путем создания нейронной сети и собственных наборов значений.

- структура выходного узла отличается от традиционной нейронной сети SOM.

На рис. 5 предельный  $O_j$  определяется связным с ним  $w_{ij}$  и соответствующим  $M_i$ . А фактический результат определяется решающей функцией.  $F_T$  - пороговое значение весовых множеств решающей функции, которое рассчитывается по формуле (2).

$$O_j = f(\sum_{i=1}^N M_i * w_{ij}) = \begin{cases} 1 & O_j > F_T \\ 0 & O_j < F_T \end{cases} \quad j = 1, 2 \dots N + K. \quad (1)$$

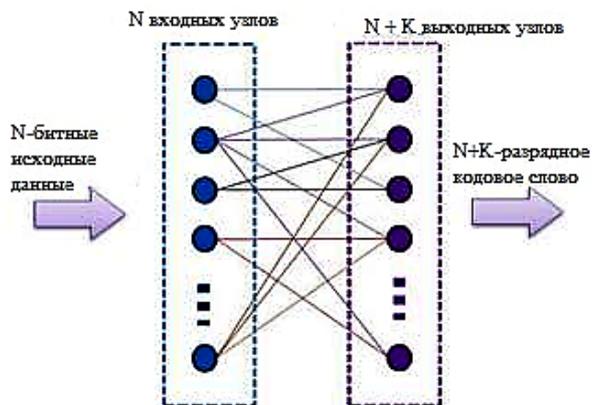


Рис. 4. Архитектура прямого нейросетевого кодера

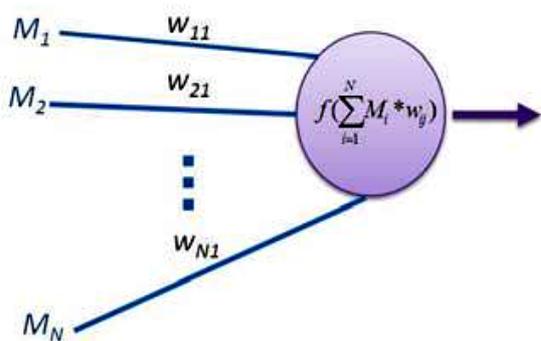


Рис. 5. Структура выходного узла

$$F_T = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^{N+K} M_i * w_{ij} . \quad (2)$$

Однако диапазон значений должен быть в определенном интервале в соответствии с формулой (3):

$$w_{ij} < w_T, \quad w_T = \frac{1}{\lambda(N+K)} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^{N+K} B_{ij} \quad (3)$$

$$B_{ij} = \begin{cases} 1 & w_{ij} \neq 0 \\ 0 & w_{ij} = 0 \end{cases}, \quad (4)$$

где  $\lambda$  - средняя степень выходного узла в прямой нейронной сети, представляющая собой среднее число множества значений, связанных с выходными узлами. Вообще говоря,  $\lambda$  определяется выражением (5). Когда  $\lambda$  равно  $N + K$ , прямая нейронная сеть полностью связана с наборами значений. Другими словами, любой выходной узел имеет связь со всеми входными узлами.

Однако это не очень хороший вариант в таких обстоятельствах.

$$\lambda = \xi N / (N + R), \quad (5)$$

$\xi$  - степень входного узла, обычно в пределах [2-6], которая представляет количество связанных выходных узлов. Больше  $\xi$  означает больше отношений для ответа на отдельный входной узел, что приводит к большой сложности вычислений в процессе кодирования.

### Этапы проектирования нейросетевого декодера

Кодер нейронной сети может быть реализован следующим образом:

1. Построить нейронную сеть в соответствии с  $\lambda$ , размером исходных битов и битов кодового слова.

2. Инициализировать наборы значений с группой случайных чисел.

3. Принимать исходные биты и вычислять биты кодового слова в соответствии с (1) - (5).

4. Перейти к шагу (3), принять следующие исходные биты.

Проверить уникальность наборов кодовых слов.

На шаге (1) алгоритм построения прямой нейронной сети можно описать с использованием алгоритма, приведенного на рис. 6.

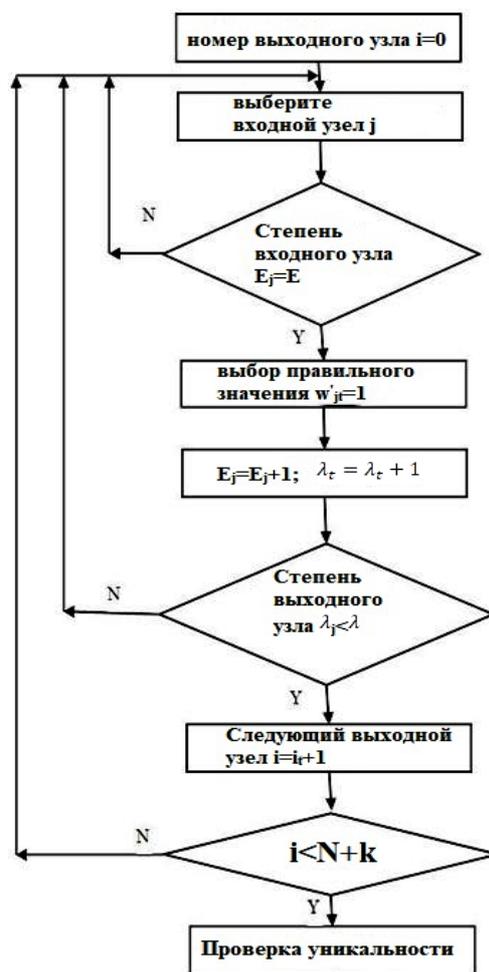


Рис. 6. Алгоритм построения прямой нейронной сети

В алгоритме рис. 6 используются следующие обозначения:

-  $\xi_j$  - степень входного узла  $j$ .

-  $\lambda_i$  - степень выходного узла  $i$ .

-  $w'_{ji}$  - значения, которые используются для умножения соответствующего  $w_{ij}$  на этапе

инициализации. Значение по умолчанию  $w'_{ji}$  равно нулю.

На рис. 7 представлен алгоритм проверки уникальности.



Рис. 7. Алгоритм проверки уникальности кодовых слов

В алгоритме на рис. 7 приняты следующие обозначения:

-  $\tau$  - скорость обучения, которая предназначена для усиления воздействия конкретного входного бита за счет увеличения связанных наборов весов;

-  $\rho$  - скорость подавления, которая предназначена для уменьшения воздействия связанного выходного бита за счет уменьшения связанных наборов весов. Вообще говоря, скорость обучения  $\tau$  намного больше, чем скорость подавления  $\rho$ .

### Архитектура нейросетевого декодера

Кодовое слово, генерируемое НСД, не может быть декодировано обычным способом по некоторым причинам. Во-первых, взаимосвязь между исходными битами и битами ко-

дового слова не может быть описана с помощью генерирующей матрицы или выражения. Во-вторых, сгенерированное правилом кодовое слово НСД не может быть выражено обычным математическим способом. Наконец, прямая нейронная сеть в кодере является черным ящиком, который записывает правила кодирования. Однако наборы значений, структура и алгоритм прямой нейронной сети - это целый черный ящик.

Следовательно, использование нейронной сети в качестве декодера является возможным способом декодирования наборов кодовых слов, генерируемых НСД. Существует типичный метод для достижения функции кодирования: MLPN.

На рис. 8 показана архитектура декодера MLPN. Таким образом, декодер имеет два этапа работы: этап обучения и этап декодирования. На этапе обучения MLPN обучается группой наборов выборок кодовых слов, которые составлены из исходных битов источника и соответствующих битов кодового слова, сгенерированных прямой нейронной сетью. На этапе декодирования обученный MLPN принимает биты кодового слова и вычисляет конечный выходной результат.

В нейросетевом декодере есть два этапа работы: этап обучения и этап декодирования. Этап обучения - это процесс обучения из наборов обучающих выборок, которые состоят из битов кодового слова и исходных битов. Основные этапы работы заключаются в следующем:

- генерация обучающих наборов кодовых слов из кодера (прямая нейронная сеть);
- построение MLPN в соответствии с размером учебных наборов;
- обучение MLPN с определенным алгоритмом до сходимости.

После этапа обучения, MLPN может быть принят в качестве декодера для декодирования битов кодового слова. И MLPN является обычным декодером на этапе декодирования, состоящего из следующих шагов:

- принять биты кодового слова и вычислить результат слой за слоем;
- экспортировать результаты работы декодера (выходной слой MLP);
- перейти к шагу (1) и применить следующие биты кодового слова.

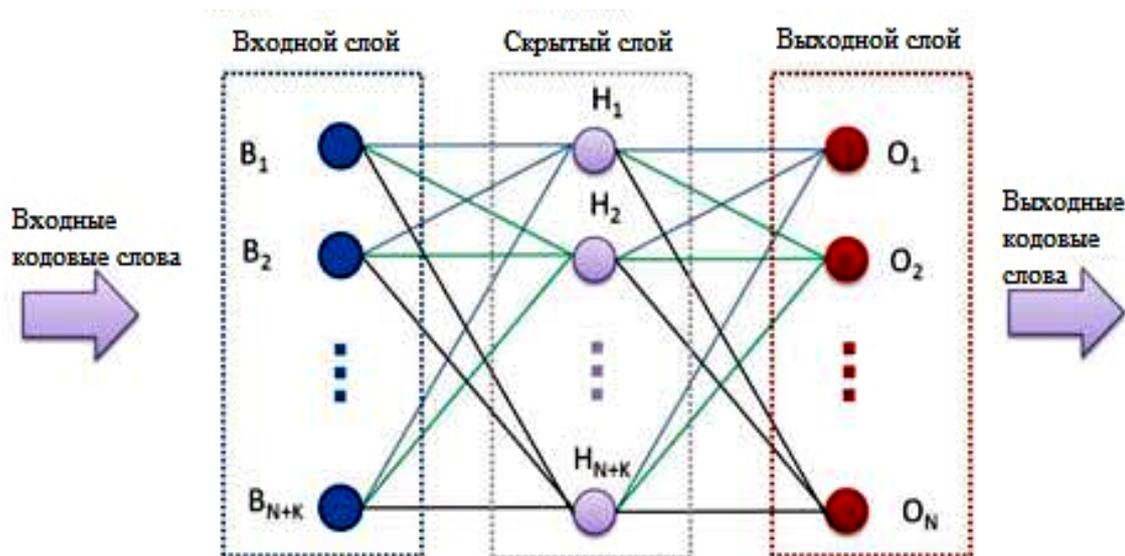


Рис. 8. Архитектура MLPN-декодера

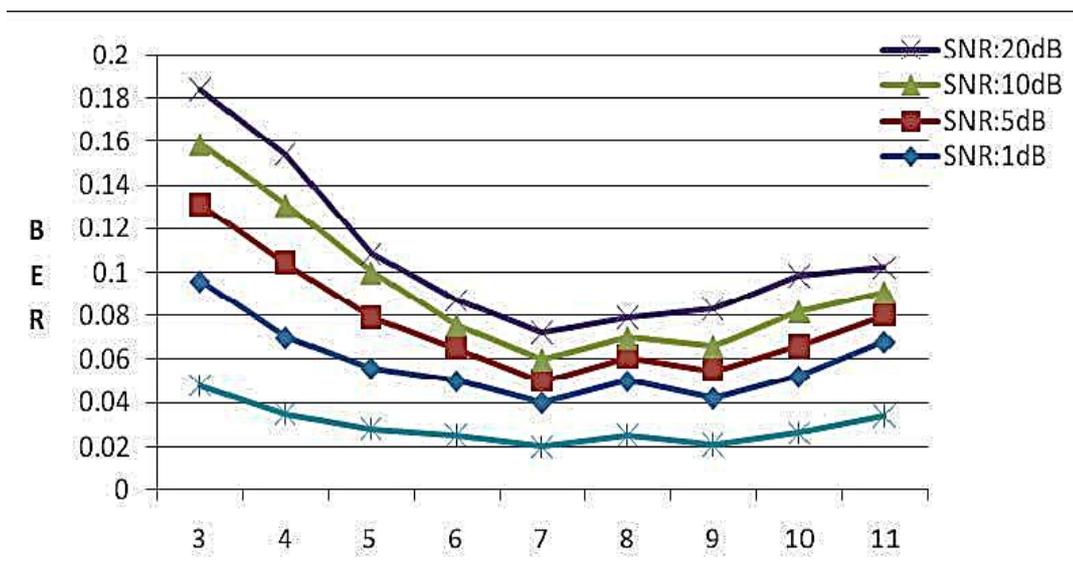


Рис. 9. Сравнение BER при различных  $\lambda$

### Заключение

Сравнение BER различных  $\lambda$ . Из рис. 9 можно сделать выводы:

- BER уменьшается, когда отношение сигнал-шум увеличивается.
- BER колеблется при изменении  $\lambda$ .

Лучший BER может быть получен путем выбора правильного  $\lambda$  в том же SNR. С другой стороны, высокая  $\lambda$  означает более сложные вычисления. В таком состоянии в системе потребуется больше ресурсов. В общем случае, собственное  $\lambda$  порождается выражением (6).

Существует возможность сбоя проверки уникальности. Любые  $N$  исходных битов име-

ют не только соответствующие  $N+K$  битов кодового слова. Есть два фактора, которые необходимо учитывать, чтобы избежать сбоя проверки уникальности:

- структура нейронной сети не подходит для текущих наборов кодовых слов;
- наборы значений должны быть изменены, чтобы соответствовать наборам кодовых слов.

Что касается второго пункта, то алгоритм проверки уникальности является решением проверки. Уникальность гарантируется модификацией весовых значений нейронной сети. С другой стороны, будущие исследования могут быть сосредоточены на модификации структу-

ры нейронной сети, чтобы гарантировать уникальность кодера.

Кодирование нейронной сети - это кодирование канала, которое имеет функцию безопасности. Все правило кодирования - это сама нейронная сеть и ее весовые коэффициенты.

Кодирование и декодирование можно спроектировать с использованием нейронной сети. Конкретное правило кодирования и декодирования хранится во всей нейронной сети распределенным способом. Кроме того, параллельный режим обработки информации нейронной сети значительно повысит надежность и скорость, что имеет определенные перспективы в будущем применении.

#### Литература

1. 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.

2. Башкиров А.В., Хорошайлова М.В., Белецкая С.Ю. Использование стохастического вычисления для реализации не двоичного LDPC-декодера на ПЛИС // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2016. Т. 12. № 5. С. 70-73.

3. Khoroshaylova M.V. LDPC-code and decoding algorithms//Антропоцентрические науки: инновационный взгляд на образование и развитие личности: материалы II-й междунар. науч.-практ. конф. В 2-х частях; под ред. Э.П. Комаровой. Воронеж, 2015. С. 227-228.

4. Hadi A.S. Linear block code decoder using neural network// Proceedings of the International Joint Conference on Neural Networks. 2008. Pp. 1111-1114.

5. Leung C.S., Chan H., Mow W.H. Soft-decoding SOM for VQ over wireless channels// Neural Processing Letters. 2006. Vol. 24. № 2. Pp. 179-192.

6. Berber S.M., Kecman V. Convolutional decoders based on artificial neural networks// IEEE International Joint Conference on Neural Networks - Proceedings. 2004. Vol. 2. Pp. 1551-1556.

7. Xiao W., Ai Y. The Design and Implementation of General Symmetrical Self-Organizing Map Decoder// The Open Cybernetics & Systemics Journal. 2015. Vol. 9. Pp. 1307-1310.

Поступила 25.12.2019; принята к публикации 13.02.2020

#### Информация об авторах

**Башкиров Алексей Викторович** – д-р техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: fabi7@mail.ru, ORCID: <http://orcid.org/0000-0003-0939-722X>

**Пухов Дмитрий Анатольевич** – студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: voronarez@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-6818-2715>

**Свиридова Ирина Владимировна** – старший преподаватель, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: riss-ka@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5279-0807>

**Хорошайлова Марина Владимировна** - канд. техн. наук, старший преподаватель, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: pmv2205@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9167-9538>

## DESIGN AND IMPLEMENTATION OF NEURAL NETWORK ENCODING AND DECODING

A.V. Bashkirov, D.A. Pukhov, I.V. Sviridova, M.V. Khoroshailova

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

**Abstract:** the work proposes a direct encoder of an artificial neural network, which takes a self-organizing map (SOM) of a neural network as its main structure. For this encoder, a direct neural network is constructed in accordance with the size of the source bits and bits of the codeword. The correct distribution of computational sets was selected and the sets of values were initialized in accordance with the algorithm. Checked the uniqueness of sets of code words until a match is found. In the process of de-coding, a multilayer perceptron network (MLPN) is used as a neural network decoder. For this, the MLPN is constructed in accordance with the size of the source bits and bits of the codeword. Then we train MLPNs for sets of codewords generated by a direct neural network. Further, we do not stop the training process until the total error becomes minimal. Finally, we receive and decode sets of codewords. Actual simulation tests show that both coding and decoding of a neural network are possible. Moreover, the best performance is achieved provided the correct direct structure of the neural network and the degree of node output  $\lambda$ . First of all, the codeword sets generated by the neural network encoder cannot be decoded by traditional mathematical methods, which has good prospects for ensuring communication security

**Key words:** direct neural network, self-organizing map (SOM), neural network, multi-layer perceptron network (MLPN), coding, values

### References

1. Khoroshaylova M.V. "Architecture of FPGA based channel coding for 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.
2. Bashkirov A.V., Khoroshaylova M.V., Beletskaya S.Yu. "Use of stochastic computation for realization of non-binary LDPC-decoder on FPGA", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2016, vol. 12, no 5, pp. 70-73.
3. Khoroshaylova M.V. "LDPC code and decoding algorithms", *Anthropocentric sciences: an innovative look at education and personal development. Materials of the 2nd international scientific-practical conference (Antropotsentricheskie nauki: innovatsionnyy vzglyad na obrazovaniye i razvitie lichnosti: materialy II-oy mezhdunar. nauch.-prakt. konf.)*, 2015, pp. 227-228.
4. Hadi A.S. "Linear block code decoder using neural network", *Proceedings of the International Joint Conference on Neural Networks*, 2008, pp. 1111-1114.
5. Leung C.S., Chan H., Mow W.H. "Soft-decoding SOM for VQ over wireless channels", *Neural Processing Letters*, 2006, vol. 24, no. 2, pp. 179-192.
6. Berber S.M., Kecman V. "Convolutional decoders based on artificial neural networks", *IEEE International Joint Conference on Neural Networks – Proceedings*, 2004, vol. 2, pp.1551-1556.
7. Xiao W., Ai Y. "The design and implementation of general symmetrical self-organizing map decoder", *The Open Cybernetics & Systemics Journal*, 2015, vol. 9, pp.1307-1310.

Submitted 25.12.2019; revised 13.02.2020

### Information about the authors

**Aleksey V. Bashkirov**, Dr. Sc. (Technical), Assistant Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: [fab7@mail.ru](mailto:fab7@mail.ru), ORCID <http://orcid.org/0000-0003-0939-722X>

**Dmitriy A. Pukhov**, student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: [voronarez@gmail.com](mailto:voronarez@gmail.com), ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-6818-2715>

**Irina V. Sviridova**, Assistant Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: [riss-ka@mail.ru](mailto:riss-ka@mail.ru), ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5279-0807>

**Marina V. Khoroshaylova**, Cand. Sc. (Technical), Assistant Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: [pmv2205@mail.ru](mailto:pmv2205@mail.ru), tel. 8-910-732-66-13, ORCID <http://orcid.org/0000-0001-9167-9538>

## МОДЕЛИРОВАНИЕ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННЫХ АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

А.С. Бадаев, И.В. Остроумов, В.А. Ларечнев, Д.В. Гринь

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

**Аннотация:** методом компьютерного моделирования были исследованы различные типы электрических разделительных фильтров для 2-полосных акустических систем (АС): 1) типа “К”; 2) Баттерворта; 3) Чебышева; 4) Гаусса (Бесселя); 5) Кауэра; 6) “с линейной фазовой характеристикой”; 7) “всепропускающего типа” 1-4 порядков. Также были исследованы несимметричные фильтры “всепропускающего типа” нечетных порядков и два последовательно включенных фильтра Баттерворта 2-го порядка. Проанализированы условия неискаженной передачи звукового сигнала через разделительные фильтры АС. Изучались амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), фазо-частотная характеристика (ФЧХ), частотные зависимости входного сопротивления, фазовой задержки, группового времени задержки (ГВЗ). Показано, что наилучшими характеристиками обладают фильтры “всепропускающего типа”. Представлены схема фильтра-прототипа четвертого порядка и нормированные значения его элементов для расчета фильтров “всепропускающего типа с плоской АЧХ” 1-4 порядка. Приведены методика расчета и формулы для расчета элементов фильтров “всепропускающего типа” 1-4 порядков как симметричных, так и асимметричных. Согласно представленной методики разработаны и рассчитаны разделительные фильтры для высококачественных АС на основе двух лабиринтов

**Ключевые слова:** акустические системы (АС), разделительные фильтры, головки громкоговорителей (ГГ), амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), фазо-частотная характеристика (ФЧХ), групповое время задержки (ГВЗ)

### Введение

Высококачественные АС, как правило, являются многополосными и содержат в своем составе несколько ГГ, работающих в своем диапазоне частот, например, низко-, средне- и высокочастотном (НЧ, СЧ, ВЧ). Поэтому возникает необходимость разделения всей полосы воспроизводимых частот на поддиапазоны, т.е. применения разделительных фильтров. Основное назначение фильтров в АС – распределение энергии входного сигнала между ГГ. Они влияют практически на все характеристики АС: АЧХ, ФЧХ, ГВЗ, направленность, сопротивление, уровень искажений и др. [1-3]. Тем не менее на сегодняшний день не существует единого подхода к выбору типов, порядков и расчету элементов разделительных фильтров. При многочисленных исследованиях фильтров высококачественных АС, в том числе известных мировых производителей, нам редко удавалось их идентифицировать и определить, как они рассчитывались [3]. Таким образом, создание разделительных фильтров для многополосных АС, грамотный подбор ГГ и их сопряжение до сих пор является актуальной и серьезной проблемой.

### Классификация, схемы, параметры разделительных фильтров

Будем рассматривать фильтры для 2-полосных АС. Основными параметрами фильтров являются частота раздела  $f_p$ , крутизна спада АЧХ, определяемая порядком фильтра, добротность, передаточная функция, аппроксимированная дробно-рациональными функциями в виде отношения полиномов. В зависимости от типа полиномов бывают фильтры Баттерворта, Чебышева, Гаусса (Бесселя), Кауэра и др. Все фильтры имеют одинаковую лестничную структуру, типичные примеры фильтров разных порядков показаны на рис. 1 [1].

Фильтры 1-4 порядков обеспечивают крутизну спада АЧХ в полосе пропускания соответственно 6, 12, 18 и 24 дБ/окт. Структура и схема фильтров Кауэра несколько иная (рис. 2) [4]. Полярность включения ГГ в каждом случае подбирается экспериментально – это очень важно [3].

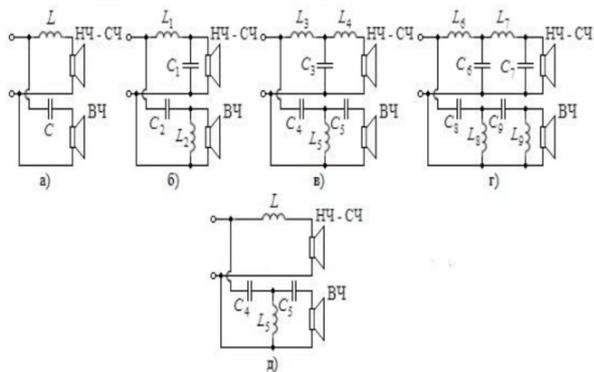


Рис. 1. Схемы фильтров разных порядков в 2-полосных АС: а) 1-й порядок; б) 2-й порядок; в) 3-й порядок; г) 4-й порядок; д) асимметричный, 1-й и 3-й порядки

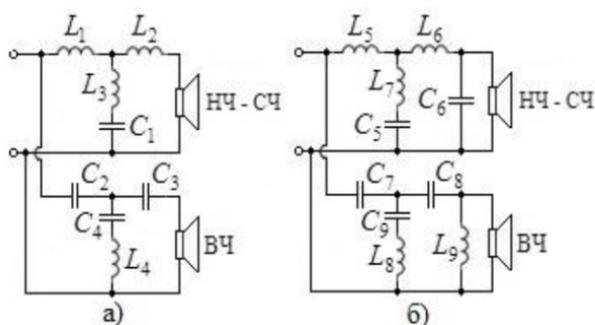


Рис. 2. Схемы фильтров Кауэра: а) 3-й порядок; б) 4-й порядок

Подробное описание и характеристики фильтров приведены в работах [2-4]. Следует отметить, что фильтры Чебышева и Кауэра в АС нам не встречались.

### Критерии неискаженной передачи звукового сигнала через разделительные фильтры

Разделительные фильтры АС являются частью звуковоспроизводящего тракта. Если фильтры рассматривать как линейную, инвариантную во времени систему и применить общие подходы к анализу линейных электрических цепей, то их комплексная передаточная функция  $H(j\omega)$  и импульсная характеристика  $g(t)$  связаны преобразованием Фурье [2]:

$$H(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t)e^{-i\omega t} dt, \quad (1)$$

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H(j\omega)e^{i\omega t} d\omega, \quad (2)$$

где  $\omega$  – круговая частота;

$g(t)$  – отклик тракта на воздействие дельта-функции  $\delta(t)$  при нулевых начальных условиях;

$H(j\omega)$  – отношение комплексных амплитуд сигнала на выходе и входе тракта при гармонических воздействиях.

Условием отсутствия искажений кроме изменения масштаба сигнала и его задержки без изменения формы является выражение:

$$y(t) = kx(t - T), \quad (3)$$

где  $y(t)$  и  $x(t)$  – выходной и входной сигнал соответственно;

$k$  – постоянная;

$T$  – период.

С помощью интеграла свертки

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(\tau)x(t - \tau)d\tau,$$

где  $\tau$  – время запаздывания,

и преобразования Фурье получим условие неискаженной передачи сигнала

$$H(j\omega) = Ke^{-i\omega T}, \text{ или} \quad (4)$$

$$H(j\omega) = |H(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}, \quad (5)$$

где  $|H(j\omega)|$  – модуль комплексной передаточной функции или коэффициент передачи тракта. Его частотная зависимость называется АЧХ тракта;

$\varphi(\omega)$  – аргумент передаточной функции – ФЧХ.

Условием неискаженной передачи сигнала через тракт является постоянство АЧХ:

$$|H(j\omega)| = K \quad (6)$$

и пропорциональность частоте ФЧХ, т.е.

$$\varphi(\omega) = -\omega T \quad (7)$$

В минимально-фазовых системах АЧХ и ФЧХ однозначно связаны преобразованием Гильберта:

$$\varphi_m(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \ln \frac{|H(j\omega')|}{\omega' - \omega} d\omega', \quad (8)$$

и измерений АЧХ достаточно для определения ФЧХ. Фильтры АС, не относящихся к мини-

мально-фазовым системам. ФЧХ (или фазовый сдвиг) в АС:

$$\varphi(\omega) = \varphi_m(\omega) + \varphi_n(\omega), \quad (9)$$

где  $\varphi_m(\omega)$  – минимально-фазовая часть ФЧХ, (8);

$\varphi_n(\omega)$  – неминимально-фазовая часть:

$$\varphi_n(\omega) = \varphi_a(\omega) - \omega T + \varphi_0, \quad (10)$$

где  $\varphi_a(\omega)$  – частотно-зависимый фазовый сдвиг, обусловленный всепропускающими неминимально-фазовыми свойствами системы, причем  $\varphi_a(0) = 0$ ;

$\omega T$  – фазовый сдвиг из-за задержки сигнала на время  $T$ ;

$\varphi_0$  – частотно-зависимый фазовый сдвиг.

Для оценки фазовых искажений в фильтрах АС обычно используют фазовую задержку:

$$\tau_\phi(\omega) = -\frac{\varphi(\omega)}{\omega}, \quad (11)$$

и групповое время задержки (ГВЗ):

$$\tau_{гр}(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}. \quad (12)$$

Выражение (12) характеризует наклон фазовой кривой в какой-либо данной точке и представляет собой “запаздывание огибающей”. В выражении (11) как фаза, так и  $f$  отсчитываются относительно нулевой частоты. Различие между  $\tau_\phi$  и  $\tau_{гр}$  показано на рис. 3 [4].

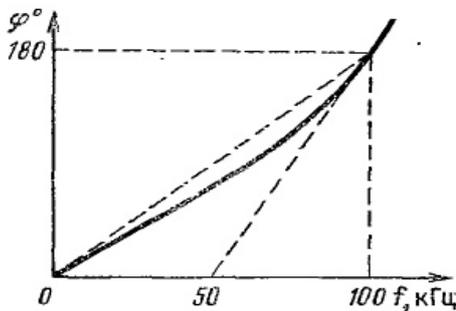


Рис. 3. Определение ГВЗ и запаздывания фазы по фазовой характеристике фильтра

$$\tau_\phi = \frac{180^\circ}{360^\circ \cdot 100000 \text{ Гц}} = 5 \text{ мкс}$$

$$\tau_{гр} = \frac{180^\circ}{360^\circ \cdot 50 \cdot 10^3 \text{ Гц}} = 10 \text{ мкс}$$

Общая формула для того и другого времени задержки:

$$\tau = \frac{\Delta\varphi}{360^\circ \Delta f}, \quad (13)$$

где  $\varphi$ ,  $f$  и  $\tau$  выражаются в градусах, герцах и секундах.

Физическое различие между  $\tau_{гр}$  и  $\tau_\phi$  состоит в том, что  $\tau_{гр}$  характеризует время прохождения максимума (минимума) огибающей сигнала через систему, а  $\tau_\phi$  – опережение (отставание) по фазе отдельной составляющей сигнала (рис. 4) [2].

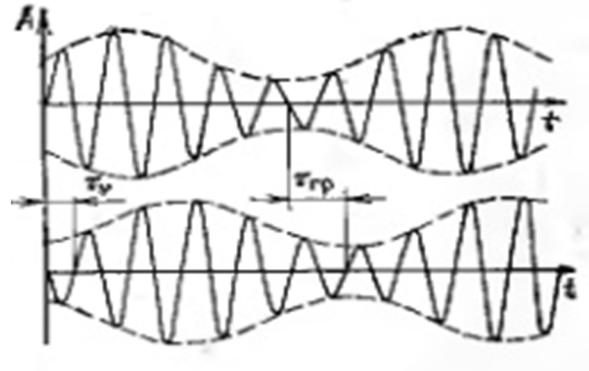


Рис. 4. Фазовая задержка  $\tau_\phi$  и групповая задержка  $\tau_{гр}$

Необходимым условием отсутствия фазовых искажений в системе является:

$$\tau_\phi = T \text{ и } \tau_{гр} = T, \quad (14)$$

где  $T \geq 0$ .

Если ввести понятие “искажения ГВЗ” как  $\Delta\tau_{гр}(\omega) = \tau_{гр}(\omega) - T$ , то условие отсутствия фазовых искажений в фильтрах АС может быть представлено в виде:

$$\Delta\tau_{гр}(\omega) = 0. \quad (15)$$

Исследования субъективных порогов восприятия фазовых искажений показывают, что в строгом выполнении условия (15) нет необходимости, достаточно, чтобы  $\tau_{гр}$  не превышало некоторого граничного значения, в пределах от 10 до 1 мс в диапазоне частот 20 – 20000 Гц. Слышимый фазовый сдвиг  $|\Delta\varphi|$  составляет, примерно  $10^\circ$  в этом же частотном диапазоне [2].

### Расчет и исследование фильтров

Для расчета элементов фильтров, схемы которых представлены на рис. 1, следует определить параметры элементов фильтра-прототипа НЧ. Фильтр-прототип – это фильтр НЧ, значения элементов которого нормированы для частоты раздела (среза)  $\omega_p = 1$  рад/сек и сопротивления нагрузки  $R_H = 1$  Ом (рис. 5) [2, 4].

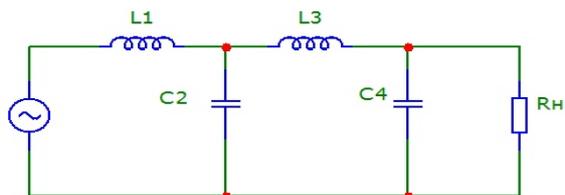


Рис. 5. Схема фильтра – прототипа НЧ 4-го порядка

Нормированные значения элементов различных фильтров приведены в [2, 4]. Для получения реальных значений элементов необходимо нормированные значения умножить на коэффициент преобразования. Для реальных индуктивностей  $L$  нормированная индуктивность умножается на коэффициент  $K_L$ , а для реальной емкости  $C$  нормированная емкость на  $K_C$ :

$$K_L = \frac{R_H}{2\pi f_p}; \quad K_C = \frac{1}{2\pi f_p R_H}, \quad (16)$$

где  $R_H$  – сопротивление нагрузки (Ом);

$f_p$  – частота раздела (Гц);

индуктивности  $L$  получаются в Гн, емкости  $C$  в Ф.

Поскольку в реальных АС используются  $L$  в мГн,  $C$  в мкФ, а  $R_H$  (сопротивление ГГ) в Ом, удобно преобразовать (16) дискретным выбором единиц:

$$K_L = \frac{160 \cdot R_H}{f_p}; \quad K_C = \frac{160 \cdot 10^3}{f_p R_H}, \quad (17)$$

где  $R_H$  (Ом),  $f_p$  (Гц),  $L$  (мГн),  $C$  (мкФ).

Расчет элементов фильтров ВЧ подобен расчету фильтров НЧ, поскольку фильтры ВЧ можно получить преобразованием НЧ-прототипа, взяв обратные величины нормированных частот. При этом каждая индуктивность НЧ фильтра-прототипа заменяется на емкость, а емкость на индуктивность.

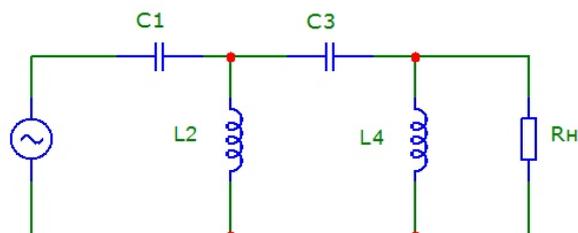


Рис. 6. Схема фильтра-прототипа ВЧ 4-го порядка

$C_1 = \frac{1}{L_1}, L_2 = \frac{1}{C_2}$  и т.д. (рис. 6). Реальные значения  $C$  и  $L$  также получаются умножением нормированных на коэффициенты (17). Для расчета фильтров более низких порядков следует отбросить в схемах на рис. 5 и 6 лишние элементы, начиная с больших. Так, например, фильтры-прототипы 2-го порядка содержат элементы  $L_1$  и  $C_2$  в случае НЧ,  $C_1$  и  $L_2$  в случае ВЧ. В работе [3] приводятся формулы для расчета элементов широкого класса фильтров 1-4 порядков, полученные по описанной методике.

Были рассчитаны элементы фильтров для 2-полосных АС: типа “К”, Баттерворта, Чебышева, Гаусса (Бесселя), Кауэра, “с линейной фазовой характеристикой”, “все пропускающего типа” 1-4 порядков для  $f_p = 3$  кГц и  $R_H = 8$  Ом. Методом компьютерного моделирования исследовались АЧХ, ФЧХ, частотные зависимости ГВЗ и входного сопротивления этих фильтров. В работе [2] на примере 2-полосной модели были изучены диаграммы направленности АС с различными фильтрами. По комплексу свойств наилучшие результаты показали фильтры “все пропускающего типа”, АЧХ и ФЧХ которых представлены на рис. 7-11.

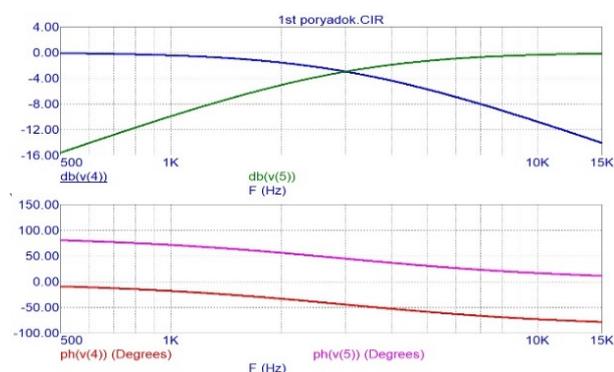


Рис. 7. АЧХ и ФЧХ фильтра 1-го порядка

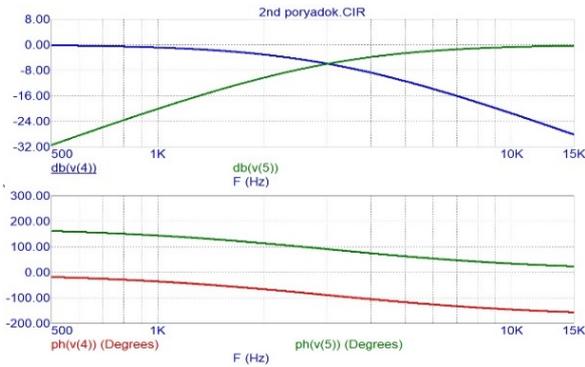


Рис. 8. АЧХ и ФЧХ фильтра 2-го порядка

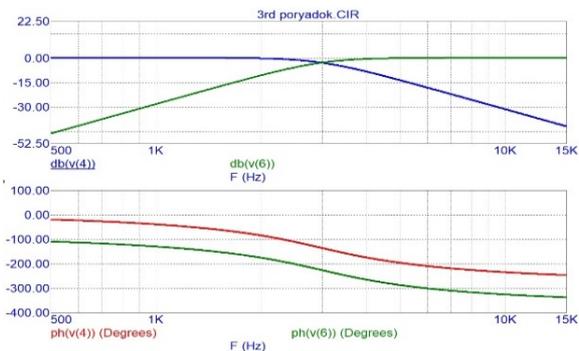


Рис. 9. АЧХ и ФЧХ фильтра 3-го порядка

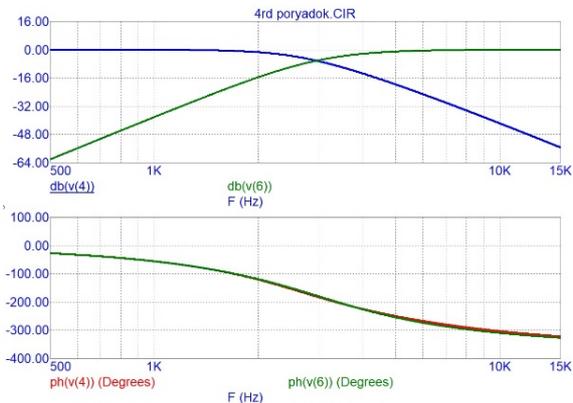


Рис. 10. АЧХ и ФЧХ фильтра 4-го порядка

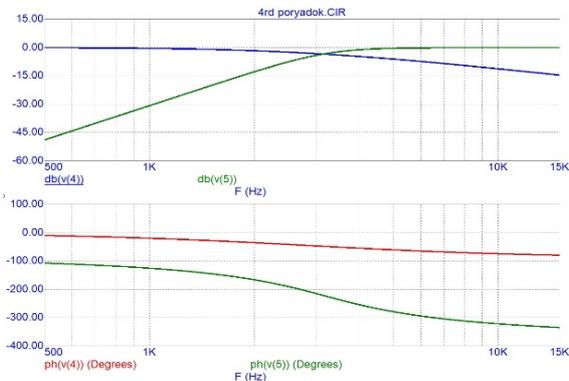


Рис. 11. АЧХ и ФЧХ ассиметричных фильтров 1-го и 3-го порядков

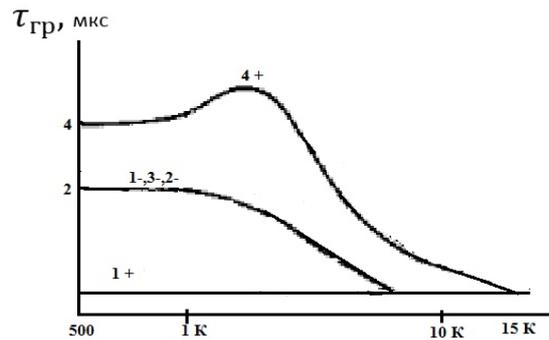


Рис. 12. Частотные зависимости ГВЗ фильтров “всепропускающего” типа 1-4 порядков: “+” – каналы включены в фазе, в одной полярности; “-” – в противофазе, в разной полярности

Анализ АЧХ показывает, что эти фильтры имеют плоскую, независящую от частоты общую для НЧ и ВЧ-каналов характеристику, спад АЧХ по напряжению составляет  $-3$  Дб для нечетных порядков и  $-6$  Дб для четных. Все это характерно для фазовых корректоров, не имеющих искажений АЧХ и называемых “всепропускающими цепями” [2], именно поэтому этот тип фильтров и получил свое название. ФЧХ фильтров “всепропускающего типа” обладают одинаковой формой для НЧ и ВЧ-каналов, а в случае четных порядков совпадают. Разность ФЧХ каналов  $\Delta\varphi = n \cdot \frac{\pi}{2}$ , где  $n = 1,3$  в случае нечетных порядков и  $n = 2,4$  для четных. Исследования влияния фильтров на диаграмму направленности 2-полосной модели [2] показали симметричность относительно рабочей оси характеристик направленности АС, обусловленную идентичностью ФЧХ НЧ и ВЧ-каналов. Анализ частотной зависимости ГВЗ этих фильтров 1-4 порядков (рис. 12) [2] показывает, что  $\Delta\tau_{гр}$  (14,15) лежит в пределах  $0.1 - 5$  мкс во всем диапазоне воспроизводимых частот. Это свидетельствует о выполнении условия отсутствия фазовых искажений в фильтрах.

Таким образом, по совокупности свойств фильтры “всепропускающего типа” являются оптимальными для применения в АС категории Hi-Fi. Они обладают гладкой АЧХ по напряжению, равномерной диаграммой направленности, низким уровнем фазовых искажений, низкой чувствительностью к отклонению от значений элементов фильтров.

### Проектирование разделительных фильтров для конкретных АС

Прежде чем приступить к расчету разделительных фильтров, следует определиться с грамотным выбором ГГ [3]. Помимо требований, предъявляемых выбранным типом акустического оформления, необходимо (желательно) следующее: 1 – ГГ должны иметь одинаковые номинальные сопротивления; 2 – сравнимые уровни характеристической чувствительности; 3 – необходимы АЧХ и частотные зависимости модуля полного сопротивления  $|z|_{ГГ}$ ; 4 – АЧХ должны быть максимально гладкими; 5 – желательно, чтобы  $|z|$  не сильно возрастал на частотах  $f > f_0$ ; 6 – желательно, чтобы ГГ были одного типа (например, обе – электродинамические); 7 -  $f_0$  ВЧ ГГ должна быть не выше 2 кГц (можно ниже); 8 – при выборе мощности ГГ следует руководствоваться таблицей [5].

И, наконец, чем выше качество ГГ, тем проще (а значит, и лучше) фильтры, ниже порядки, меньше число элементов, короче путь сигнала, ниже стоимость.

Отношение мощности вещательного сигнала в ВЧ канале к общей мощности громкоговорителя в зависимости от частоты разделения (в соответствии с Публикацией МЭК № 268-1С)

Частота разделения, Гц	Мощность сигнала в ВЧ канале, %	Частота разделения, Гц	Мощность сигнала в ВЧ канале, %	Частота разделения, Гц	Мощность сигнала в ВЧ канале, %
20	100	250	61	2500	8.5
25	100	315	55	3150	5.7
31	99	400	50	4000	3.9
40	96	500	44	5000	2.5
50	94	630	39	6300	1.4
63	91	800	32	8000	0.71
80	88	1000	22	10000	0.35
100	83	1250	21	12500	0.13
125	78	1600	17	16000	0.095
160	72	2000	12	20000	0.000
200	67				

Расчет начинается с правильного выбора  $f_p$ , при этом следует руководствоваться следующими соображениями [3]:

1. Надо знать частоту, выше которой теряется поршневой режим работы НЧ, НЧ-СЧ и СЧ ГГ и появляются пики-провалы на АЧХ. Следовательно,  $f_p$  надо выбирать не выше этой частоты (лучше ниже) и (или) повышать крутизну спада АЧХ НЧ-фильтра.

2. Обеспечение допустимой входной электрической мощности ВЧ ГГ, что при относительно невысокой частоте раздела предъявляет повышенные требования к его конструкции. В двухполосных АС ВЧ ГГ должна иметь достаточно низкую резонансную частоту, высокую мощность и хорошо демпфированный резонанс.

3. Обеспечение максимально допустимого уровня звукового давления.

4. Обеспечение возможно более равномерных характеристик направленности АС. В двухполосных АС характеристика направленности претерпевает изменение при переходе от НЧ-СЧ к ВЧ ГГ за счет того, что изменяется соотношение между длиной волны сигнала и диаметром излучателя  $\lambda/d$ . В Hi-fi звуковоспроизведении, особенно в многоканальном, желательно обеспечить широкую диаграмму направленности в горизонтальной плоскости, для чего необходимо снижать частоту раздела.

5. Обеспечение допустимого уровня искажений Доплера. Искажения вследствие частоты модуляции зависят от соотношения амплитуды смещения диффузора НЧ-СЧГГ в низкочастотной области и максимальной частоты излучаемого сигнала. Таким образом, сужение рабочего диапазона частот ГГ с помощью разделительного фильтра приводит к уменьшению искажений Доплера [2].

Была поставлена задача расчета и проектирования конструкции разделительных фильтров для высококачественных АС на основе 2-х лабиринтов. Эти АС являются конечным звеном звуковоспроизводящего тракта с автооптимизацией всех характеристик под конкретные условия прослушивания, разработка которого составляет задачу выпускной квалификационной работы студентов.

В конструкции использованы высококачественные излучатели:

низкочастотный (НЧ) – Н822 фирмы “Seas” (Норвегия) с параметрами: номинальная мощность 60 Вт; паспортная мощность – 100 Вт; уровень характеристической чувствительности – 87 дБ; номинальное сопротивление – 8 Ом; собственная резонансная частота – 40 Гц; диапазон воспроизводимых частот 45-3500 Гц;

полная добротность – 0,3; эквивалентный объём – 14 дм<sup>3</sup>; диаметр – 145 мм;

низкочастотный (НЧ-СЧ) – 822733 “Peerless” (Дания): номинальная мощность – 60 Вт; паспортная мощность – 120 Вт; уровень характеристической чувствительности – 88 дБ; номинальное сопротивление – 8 Ом; собственная резонансная частота – 56 Гц; диапазон воспроизводимых частот 60-5000 Гц; полная добротность – 0,34; эквивалентный объём – 10 дм<sup>3</sup>; диаметр – 145 мм;

высокочастотный (ВЧ) – D2905/970000 Vifa/Scan-Speak (Дания): номинальная мощность – 50 Вт; паспортная мощность – 100 Вт; номинальное сопротивление – 6 Ом; собственная резонансная частота – 500 Гц; диапазон воспроизводимых частот – 2000-30000; уровень характеристической чувствительности – 91 дБ; диаметр – 100 мм.

Были выбраны фильтры “всепропускающего типа” и рассчитаны значения их элементов по формулам [3], схема фильтров приведена на рис. 13. Частоты раздела ~ 250 Гц и ~ 2 кГц, в фильтрах использованы высококачественные конденсаторы Audyn-Cap “I.T. ElectronicGmbH” (Германия), катушки индуктивности без сердечников с медным проводом 1,2 и 0,5 мм.

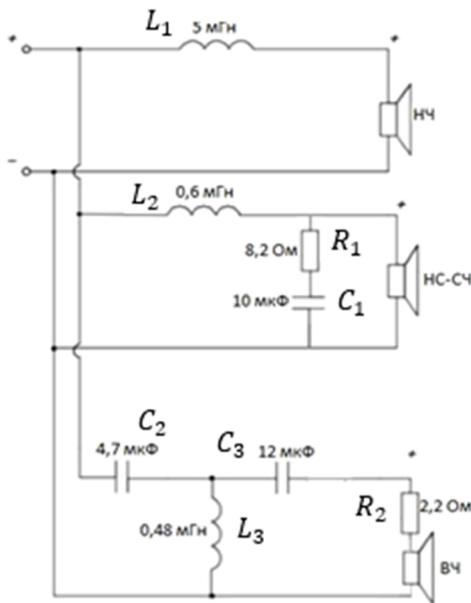


Рис. 13. Схема разделительных фильтров АС

$$L_1, L_2 = \frac{160 \cdot R}{f_p}; L_3 = \frac{120 \cdot R}{f_p};$$

$$C_2 = \frac{106 \cdot 10^3}{R \cdot f_p}; C_3 = \frac{320 \cdot 10^3}{R \cdot f_p},$$

где  $L_1, L_2, L_3$  – индуктивности, мГн;

$C_2, C_3$  – емкости, мкФ;

$R$  – сопротивление ГГ на частоте раздела, Ом;

$f_p$  – частота раздела, Гц.

Использованы НЧ-фильтры 1-го порядка и ВЧ-фильтр 3-го порядка. Применение НЧ-СЧ фильтра первого порядка обусловлено ровной АЧХ головки НЧ-СЧ вплоть до 5 кГц с плавным спадом на краю диапазона. Хорошо демпфированный резонанс ВЧ ГГ за счет магнитной жидкости в зазоре и невысокая резонансная частота позволили, используя фильтр третьего порядка, выбрать частоту раздела около 2 кГц (примерно 2 октавы от резонансной частоты). Частоты среза НЧ-СЧ и ВЧ звена фильтров слегка разнесены для выравнивания АЧХ в области совместной работы ГГ. Применение разделительных фильтров нечетных порядков позволило, кроме того, улучшить диаграмму направленности АС, поскольку ВЧ головка расположена между НЧ и НЧ-СЧ ГГ [3].

Сопротивление электродинамических ГГ носит индуктивный характер и увеличивается с ростом частоты, что недопустимо, поскольку фильтр обеспечивает заданные характеристики при равенстве и постоянстве  $R_{НЧ}$  и  $R_{ВЧ}$  ГГ.

В идеальном случае модули НЧ-СЧ и ВЧ ГГ должны быть одинаковыми и постоянными во всей полосе пропускания фильтра. С целью компенсации изменения модуля электрического сопротивления НЧ-СЧ ГГ (в случае ВЧ ГГ модуль во всей рабочей полосе частоты изменяется очень слабо) принимают компенсирующие  $RC$  – цепи, включаемые параллельно ГГ (в нашем случае  $R_1 C_1$ ). При этом  $R_1$  выбирают равным номинальному сопротивлению ГГ, а емкость включенного последовательно с резистором конденсатора рассчитывают по формуле:

$$C_1 = \frac{160 \cdot 10^3}{R_H \cdot f_3}, \quad (18)$$

где  $C_1$ , мкФ;  $R_H$  – номинальное сопротивление ГГ, Ом;  $f_3$  – частота, на которой модуль электрического сопротивления увеличивается в 1,41 раза (3Дб), Гц.

Компенсирующие цепочки лучше подбирать, измеряя частотную зависимость  $|z|$  ГГ +  $R_1 C_1$ , добиваясь практически независимости  $|z|$  от  $f$  при  $f > f_0$ .

Иногда ГГ в многополосных АС имеют различные значения номинальных сопротивле-

ний и, зачастую, разные уровни характеристической чувствительности. Для выравнивания уровней звукового давления ГГ используют делители (рис. 14) [2], обеспечивающие нужное затухание и постоянство сопротивления звена  $R_1, R_2, R_H$ .

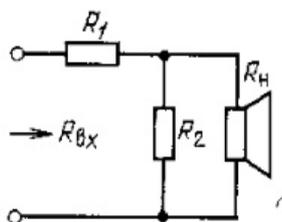


Рис. 14. Г-образный пассивный делитель

$R_1$  и  $R_2$  рассчитываются по формулам [5]:

$$R_1 = R_H \cdot (1 - K); R_2 = \frac{R_H K}{(1 - K)}, \quad (19)$$

где  $R_H$  – номинальное электрическое сопротивление головки,  $K$  – коэффициент, обратный величине требуемого затухания делителя:  $K = \frac{1}{n}$ , где  $n$  – затухание, выраженное в абсолютных единицах.

Например, для затухания 1 дБ,  $K = 0,9$ ; 3 дБ,  $K = 0,7$ ; 6 дБ,  $K = 0,5$  и т.д.

В нашем случае делитель проще и образован  $R_2 = 2,2$  Ом и сопротивлением ГГ с  $R_{ном} = 6$  Ом.

В случае, когда на АЧХ ГГ имеется пик, увеличивающий ее общую неравномерность, для коррекции АЧХ перед ГГ можно установить режекторный фильтр с АЧХ, обратной АЧХ ГГ (рис. 15) [2].

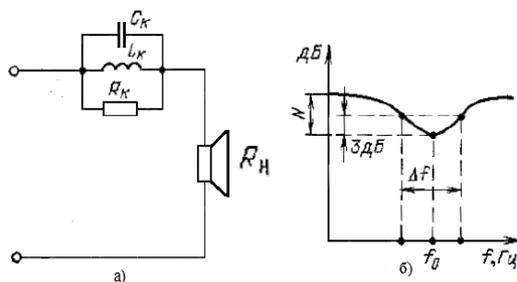


Рис. 15. Режекторное звено: а) принципиальная схема; б) АЧХ

Возвращаясь к вопросу о выборе ГГ, следует отметить, что в случае высококачественных ГГ, удовлетворяющих вышеперечисленным требованиям, весь фильтр 2-полосных АС может представлять собой один конденсатор, включенный последовательно с ВЧ ГГ.

На рис. 16 представлена АЧХ АС на основе 2-х лабиринтов с установленными в них разработанными фильтрами.

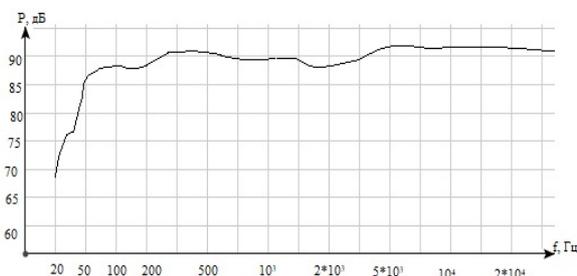


Рис. 16. АЧХ АС на основе 2-х лабиринтов с разработанными фильтрами

## Выводы

Использование высококачественных ГГ позволило выбрать, рассчитать и спроектировать разделительные фильтры “всепропускающего типа” простой конфигурации с небольшим количеством комплектующих и, следовательно, бюджетные. Анализ АЧХ АС с разработанными фильтрами показывает достаточную равномерность в диапазоне частот 50 – 30000 Гц. Следует отметить небольшой провал –3 дБ в области частот 2-3 кГц и последующий рост звукового давления, что, по всей видимости, связано с асимметричностью фильтров и невысоким номиналом (2,2 Ом) ограничивающего резистора в цепи ВЧ ГГ. Тем не менее сравнительное прослушивание с примерными аналогами показало высокое качество звучания АС с разработанными фильтрами. Таким образом, можно сделать вывод о перспективности использования разделительных фильтров “всепропускающего типа” в АС категории Hi-Fi.

## Литература

1. Электроакустика и звуковое вещание: учеб. пособие для вузов / И.А. Алдошина [и др.]; ред. Ю.А. Ковалгин. М.: Горячая линия – телеком, Радио и связь, 2007. 872 с.
2. Алдошина И.А., Войшвилло А.Г. Высококачественные акустические системы и излучатели. М.: Радио и связь, 1985. 168 с.
3. Бадаев А.С. Проектирование и конструирование высококачественных акустических систем: монография. Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2019. 220 с.
4. Ханзел Г.Е. Справочник по расчету фильтров. М.: “Сов. радио”, 1974. 288 с.
5. Акустика: справочник / А.П. Ефимов [и др.]; ред. М.А. Сапожков. 2-е изд. перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1989. 366с.

Информация об авторах

**Бадаев Андрей Станиславович** – канд. физ.-мат. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 8-952-553-86-63, e-mail: andrbad56@yandex.ru

**Остроумов Иван Владимирович** – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 8-952-541-04-14, e-mail: vanik07@mail.ru

**Ларечнев Владислав Александрович** - студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 8-910-346-25-93, e-mail: vlad.larechnev@mail.ru

**Гринь Даниил Владимирович** - студент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 8-951-852-64-28, e-mail: dany.grin@yandex.ru

**MODELLING AND DESIGNING SEPARATION FILTERS FOR HIGH-QUALITY ACOUSTIC SYSTEMS**

**A.S. Badaev, I.V. Ostroumov, V.A. Larechnev, D.V. Grin'**

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

**Abstract:** various types of electric separation filters for 2-band acoustic systems (AS) were studied by computer modelling: 1) of the “K” type; 2) of Butterworth; 3) of Chebyshev; 4) of Gauss (Bessel); 5) of Kauer; 6) “with linear phase characteristic”; 7) of the “all-transmitting type” of 1-4 orders. Asymmetric filters of “all-permeating type” of odd orders and 2 successively included Butterworth filters of 2nd order were also investigated. The conditions of undistorted transmission of an audio signal through separation filters are analyzed. The amplitude-frequency characteristic (AFC), phase-frequency characteristic (PFC), frequency dependence of the input impedance, phase delay, group delay time (GDT) were studied. It is shown that the best characteristics have filters of “all-transmitting type”. The scheme of the filter-prototype of the fourth order and the normalized values of its elements for calculation of filters of “all-transmitting type with flat frequency response” of 1-4 order are presented. The method of calculation and formulas for calculation of elements of filters of “all-transmitting type” 1-4 orders both symmetric, and asymmetric are resulted. On the basis of the presented technique separation filters for high-quality as on the basis of 2 labyrinths are developed and calculated

**Key words:** acoustic systems (AS), separation filters, loudspeaker heads (LH), amplitude-frequency characteristic (AFC), phase-frequency characteristic (PFC), group delay time (GDT)

**References**

1. Aldoshina I.A. et al. “Electroacoustic and sound broadcasting” (“Elektroakustika i zvukovoe veshchanie: ucheb. posobie dlya vuzov”), Moscow, Goryachaya liniya – telekom, Radio i svyaz', 2007, 872 p.
2. Aldoshina I.A., Voischvillo A.G. “High-quality acoustic systems and radiators” (“Vysokokachestvennyye akusticheskie sistemy i izluchatel”), Moscow, Radio i svyaz', 1985, 168 p.
3. Badaev A.S. “Design and design of high-quality acoustic systems” (“Proektirovaniye i konstruirovaniye vysokokachestvennykh akusticheskikh sistem”) monograph, Voronezh State Technical University, 2019, 220 p.
4. Hanzel G.E. “Guide to filter calculation” (“Spravochnik po raschetu fil'trov”), Moscow, Sovetskoe radio, 1974, 288 p.
5. Efimov A.P. et al. “Acoustic” (“Akustika”) handbook, Moscow, Radio i svyaz', 1989, 366 p.

Submitted 17.12.2019; revised 10.02.2020

**Information about the authors**

**Andrey S. Badaev**, Cand. Sc. (Physics and Mathematics), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. 8-952-553-86-63, e-mail: andrbad56@yandex.ru

**Ivan V. Ostroumov**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. 8-952-541-04-14, e-mail: vanik07@mail.ru

**Vladislav A. Larechnev**, Student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. 8-910-346-25-93, e-mail: vlad.larechnev@mail.ru

**Daniil V. Grin'**, Student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. 8-951-852-64-28, e-mail: dany.grin@yandex.ru

## РАЗРАБОТКА КОРРЕКТИРУЮЩИХ КОДОВ С ПОВЫШЕННОЙ ЭФФЕКТИВНОСТЬЮ ДЛЯ СИСТЕМ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И КОМБИНИРОВАННЫМ ЗАПРОСОМ

Б.В. Матвеев, В.А. Серeda, Д.А. Максимов

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

**Аннотация:** осуществлено построение непримитивных корректирующих циклических кодов (32,16) для систем передачи данных, использующих комбинированную обратную связь. Реализация такой процедуры достигается, прежде всего, за счет совмещения обнаруживающих свойств кодов, построенных на основе образующих полиномов CRC с кодами, способными исправлять ошибки и имеющими определенную структуру. В таких системах важную роль играет правильный выбор корректирующего кода, обеспечивающий максимальное исправление возникающих ошибок и повышающий его эффективность. Разрядность данных при их передаче обычно используют кратной 8 (байту), что напрямую связано с соответствующей кратностью процессорных устройств (16, 32, 64). При этом число информационных и проверочных символов кода для систем, использующих комбинированную обратную связь, также должно быть кратным байту и выбираться одинаковым. Наиболее часто циклические корректирующие коды являются примитивными, например (32,15), и их длина не соответствует кратности байту. Это приводит к необходимости построения непримитивных циклических кодов (32,16) и сводится к разработке методики выбора образующих полиномов. Появление дополнительного проверочного бита позволяет повысить корректирующую способность выбранного с соответствующим полиномом кода (32,16) и обеспечивает дополнительно к исправлению всех трехкратных ошибок возможность исправления большей части четырехкратных ошибок, что не доступно примитивному коду (32,15). Простое увеличение порядка полинома добавлением единицы в состав полинома в конце его структуры нарушает свойства цикличности и не обеспечивает желаемых результатов. Регулярного правила образования полиномов непримитивного кода (32,16) неизвестно. Среди множества возможных полиномов кода (32,16) по разработанной методике получено 8 полиномов с требуемыми характеристиками, среди которых два с наилучшими свойствами

**Ключевые слова:** построение циклических кодов, проверочная матрица, производящая матрица

### Введение

Исследования [1-6] показали, что для повышения надежности передачи данных в системах с обратной связью вообще и конкретно в системах с обратной связью и комбинированным запросом [2] требуются корректирующие коды с хорошими характеристиками. Таким кодом, например, может быть непримитивный циклический код (32,16) с увеличенной исправляющей способностью по ошибкам высокой кратности. Методика получения такого кода представлена ниже.

### 1. Получение сочетаний объектов

Для исследований в рамках работы сочетания различных элементов (строки образующей матрицы, разряды образующего полинома и т.д.) являются основой для вычислений. Поэтому необходимо решение, позволяющее производить сочетания любого количества самых разнообразных объектов, затрачивая при этом минимально возможное время.

Так как вычисления производятся при помощи языков программирования высокого уровня (MathLab, C++), все множество сочетаемых объектов удобно хранить в виде одного массива. Это позволяет получить доступ к сочетаемому объекту по его номеру (индексу) в массиве (рис. 1). Таким образом, задачу генерирования всего множества сочетаний  $N$ -го количества каких-либо объектов по  $K$  можно свести к последовательному перебору в лексикографическом порядке соответствующих индексов объектов в массиве.

Представим одно сочетание объектов как вектор (массив) размерности  $K$ . Каждый элемент вектора хранит индекс соответствующего сочетаемого объекта. Получим, что полное множество сочетаний представляет собой матрицу размером  $M = C_N^K$  строк и  $K$  столбцов (рис. 2).

Таким образом, для того чтобы произвести какие-либо действия с сочетаемыми объектами, необходимо произвести выборку из общего массива только тех объектов, индексы которых хранятся в строке матрицы, соответствующей нужному сочетанию. Данное решение удобно тем, что позволяет разбить вычисления на несколько параллельно исполняемых потоков, тем

самым значительно увеличить скорость и эффективность вычислений на современных

ЭВМ, а также открывает возможности использования алгоритмов вычислений на GPU.



Рис. 1. Сочетаемые объекты

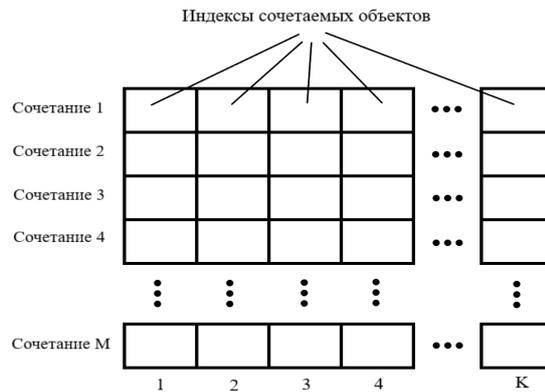


Рис. 2. Полное множество сочетаний  $N$  объектов по  $K$

Чтобы заполнить матрицу сочетаний в лексикографическом порядке, необходимо воспользоваться следующим алгоритмом:

- 1) заполнить первую строку матрицы сочетаний по порядку числами от 1 до  $K$ ;
- 2) перейти к следующей строке матрицы;
- 3) заполнить первую строку матрицы; сочетаний по порядку числами от 1 до  $K$ ;
- 4) перейти к следующей строке матрицы;
- 5) увеличить значение в позиции  $K$  текущей строки на 1;
- 6) если значение в позиции  $i=K$  стало больше числа объектов  $N$ , то повторить пункт 3 для позиции  $i=K-1$ . Аналогично, если значение в позиции  $i=K-1$  стало больше  $N$ , повторить пункт 3 для позиции  $i=K-2$  и т.д. В позицию  $i+1$  записать значение на 1 больше, чем в  $i$ , и т.д.;
- 7) если сочетания не закончились, перейти к пункту 2.

Пример матрицы сочетаний из 5 по 3 в лексикографическом порядке показан на рис. 3.

1	2	3
1	2	4
1	2	5
1	3	4

Рис. 3. Заполнение матрицы сочетаний в лексикографическом порядке

## 2. Генерирование возможных образующих полиномов

Важным направлением разработки систем с обратной связью является применение для них структуры, совмещающей одновременно с корректирующим кодированием процедуру комбинированного запроса по обратному каналу [3].

Первым этапом поиска корректирующих циклических кодов с заданными исправляющими свойствами является построение образующих и транспонированных проверочных матриц для всего множества возможных образующих полиномов.

Образующий полином представляет из себя вектор размерности  $r+1$  ( $r$  - число проверочных символов кода), первый и последний элемент которого по определению равны единице. Все остальные элементы вектора могут быть либо нулями, либо единицами, причем общее количество единиц  $s$  (включая первую и последнюю) должно соответствовать выражению  $s \geq d$  (рис. 4). Таким образом, задача построения всех возможных образующих полиномов для заданных  $n$  и  $d$  сводится к генерированию сочетаний  $C_{r-2}^k$ , где  $k = d \dots n-1$ .



Рис. 4. Образующий полином

Для каждого  $k$  по описанному выше алгоритму необходимо построить матрицу сочетаний. Число строк матрицы соответствует количеству образующих полиномов для конкретного  $k$ . Для получения результирующего полинома необходимо перебрать все элементы соответствующей строки матрицы сочетаний; число в каждом элементе матрицы является номером компоненты полинома, в которой содержится единица (счет начинается со второй компоненты, так как в первой и последней единица имеется всегда по определению). Компоненты с номерами, которые не встречаются в соответствующей строке матрицы, содержат ноль (рис. 5).

### 3. Проверка исправляющих свойств кода по образующей матрице

Исправляющие свойства корректирующего кода напрямую зависят от его образующей

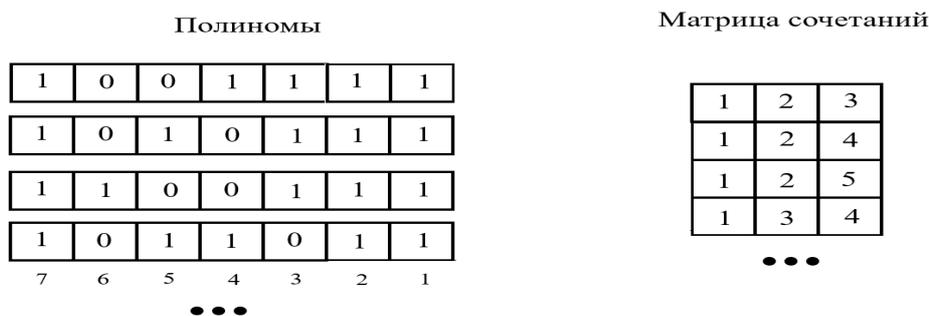


Рис. 5. Построение полиномов с помощью матрицы сочетаний

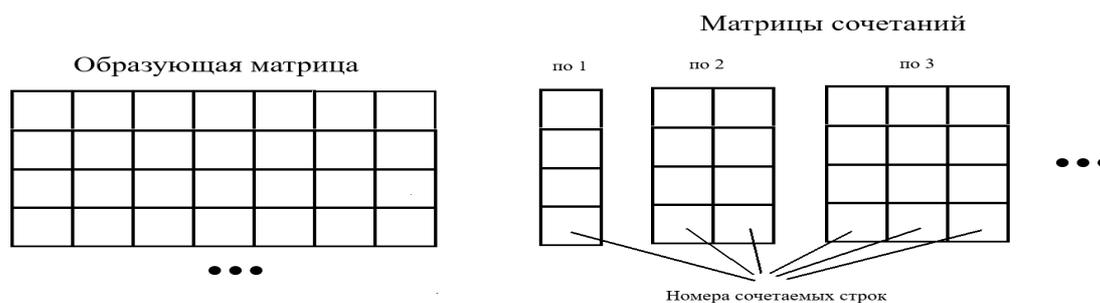


Рис. 6. Сочетания строк образующей матрицы

После этого необходимо сложить сочетаемые строки по модулю 2 и подсчитать количество единиц  $s$  в каждой из них. Если хотя бы для одного сочетания не выполняется условие  $s \geq 2t - n$ , то результат выполнения методики для заданного  $t$  является отрицательным и корректирующий код не исправляет  $t$ -кратные ошибки.

Для получения реального количества ошибок, исправляемых корректирующим кодом с данной образующей матрицей, необхо-

димо сначала проверить выполнение методики для  $t = 1$ . В случае успешного результата необходимо увеличить  $t$  и повторить проверки, и так до тех пор, пока результат не будет отрицательным. Таким образом, после отрицательного результата данный корректирующий код исправляет  $t - 1$  ошибок.

1. Число единиц в любой строке правой части образующей матрицы должно составлять не менее  $2t$ .

2. Сумма  $s$  по модулю 2  $n$ -го количества строк ( $n = 2 \dots 2t$ ) должна содержать в правой части число единиц  $s \geq 2t - n$ .

Если какое-либо из указанных условий не выполняется, то данный код не исправляет заданного числа ошибок  $t$ . Для реализации указанной методики на ЭВМ необходимо сгенерировать сочетания строк образующей матрицы по  $2, 3, \dots, 2t$ , для чего воспользуемся уже упомянутой выше матрицей сочетаний (рис. 6).

дим сначала проверить выполнение методики для  $t = 1$ . В случае успешного результата необходимо увеличить  $t$  и повторить проверки, и так до тех пор, пока результат не будет отрицательным. Таким образом, после отрицательного результата данный корректирующий код исправляет  $t - 1$  ошибок.

Проверки образующей матрицы по указанной выше методике являются ресурсоемкой задачей для ЭВМ, так как в общем случае

необходимо произвести для каждого значения  $t$

$$R = \sum_{n=1}^{2t} C_N^n$$

итераций подсчета числа единиц в результирующих сочетаниях ( $N$  - число информационных символов кода).

Проверка корректирующего кода по образующей матрице позволяет лишь проверить точное количество исправляемых кодом ошибок. Проверка процентного соотношения исправляемых и неисправляемых кодовых комбинаций для заданного  $t$  дает только приближенный результат, который можно использовать для приблизительного сравнения кодов между собой. Но тем не менее, данный алгоритм позволяет производить быстрое построение циклических кодов по сравнению с аналогичными алгоритмами, основанными на работе с транспонированной проверочной матрицей.

#### 4. Проверка исправляющих свойств кода по транспонированной проверочной матрице

Хотя алгоритм проверки исправляющих свойств корректирующего кода по транспонированной проверочной матрице более сложен и выполняется значительно дольше, он позволяет определить точное процентное соотношение исправляемых и неисправляемых ошибок заданной кратности для данного кода. Таким образом, целесообразно основную часть циклических кодов проверить по образующей матрице, выбрать из них лучшие, а затем лучшие проверить по транспонированной проверочной матрице, после чего по реальному процентному соотношению исправляемых ошибок выбрать лучший полином.

Далее массивы синдромов объединяются в один большой массив. После этого путем последовательного перебора массива синдромов ошибок заданной для проверки кратности производится при помощи алгоритмов поиска (последовательного перебора и др.) подсчет количества повторений каждого синдрома. Для получения процентного соотношения неисправляемых ошибок необходимо количество синдромов, которые встречаются более одного раза, разделить на общее количество синдромов.

Все предыдущие рассуждения предполагают, что для ошибок кратности меньше заданной все синдромы уникальны и не повторяются.

Алгоритм проверки по транспонированной проверочной матрице (далее по проверочной матрице) основывается на вычислении синдромов ошибок. Графически это изображено на рис. 7.

Для ошибок каждой кратности  $t$  создается специальный массив, который впоследствии заполняется синдромами ошибок. Для вычисления синдромов необходимо для каждого такого массива построить матрицу сочетаний из  $N$  (число информационных символов кода) по  $T$  (текущая кратность ошибок). Затем для каждого такого сочетания сложить по модулю 2 строки транспонированной матрицы, соответствующие индексам сочетаний. Таким образом, получаем заполненные массивы синдромов.

#### 5. Поиск циклических кодов (32, 16), исправляющих 4-кратные ошибки

Циклические коды (32, 16) могут теоретически исправлять  $t=4$  ошибки, для чего минимальное кодовое расстояние  $d$  должно соответствовать выражению  $d \geq 2t+1$ . Для четырехкратных ошибок получим  $d \geq 9$ . Избыточность кодов равна 1, что соответствует возможности их применения в системах передачи информации с обратной связью.

Для поиска циклических кодов (32, 16) воспользуемся алгоритмами, приведенными в предыдущих разделах.

Вначале сгенерируем все множество возможных образующих полиномов для заданного  $d=9$ . Получим их число равным  $K = C_{15}^7 = 6435$ . Затем для каждого из них построим образующую и транспонированную проверочные матрицы. Чтобы уменьшить время, затраченное на вычисления, проверим сначала все полиномы по образующим матрицам. Для этого путем последовательного перебора всех полиномов и выполнения для них алгоритма, описанного в разделе 4, проверим возможность исправления одной ошибки. Если результаты расчетов показали, что какая-либо образующая матрица не исправляет одну ошибку, ее необходимо отбросить. Увеличим число исправляемых ошибок на единицу и будем повторять выполнение алгоритма вплоть до ошибок кратности 4. Это гарантирует, что полученные в результате образующие полиномы полностью исправляют ошибки кратности 1, 2 и 3, а также частично или полностью четырехкратные ошибки.

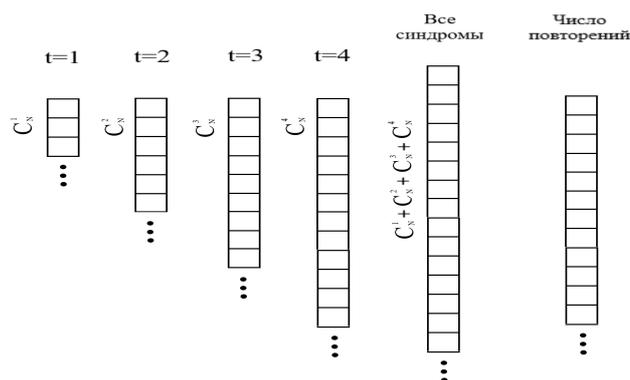


Рис. 7. Проверка кода по транспонированной проверочной матрице

После проведения данных вычислений было выяснено, что ни один циклический полином (32, 16) четырехкратных ошибок полностью не исправляет. Но это не мешает применять данные полиномы в системах передачи информации с обратной связью в связи с тем, что в них исправляющие свойства обычных корректирующих кодов используются совместно с CRC-16 или CRC-32.

Таким образом, было получено 144 образующих полинома, которые полностью исправляют ошибки кратности 3 и частично способны исправлять ошибки кратности 4. Следующим этапом вычислений стала проверка данных полиномов по транспонированной проверочной матрице с целью найти полиномы с лучшими свойствами, исправляющие частично четырехкратные ошибки. Для этого используем алгоритм, описанный в разделе 5.

После проверок по транспонированной матрице получим, что имеется 6 образующих полиномов, которые можно рекомендовать использовать в системах передачи информации с обратной связью. Все они приведены в табл. 1. Но лучшие исправляющие свойства для ошибок кратности 4 при этом имеют 2 полинома, которые, судя по образующей матрице, потенциально не способны исправлять четырехкратные ошибки (имеют минимальное кодовое расстояние  $d = 8$ ). Данные полиномы представлены в табл. 2.

При увеличении минимального кодового расстояния до  $d = 10K 15$  не было найдено образующих полиномов, имеющих свойства лучшие, чем полиномы, представленные в табл. 1 и 2.

Таблица 1

Образующие полиномы, рекомендованные к применению в системах с обратной связью

Полином	$d$	Процент исправляемых ошибок
11010010011100011	9	63,76
10111100110000011	9	63,57
10110000110101011	9	62,55
10100011000111101	9	64,23
10010110100011101	9	65,42
10000101100111011	9	66,80

Таблица 2

Образующие полиномы с наилучшими исправляющими свойствами

Полином	$d$	Процент исправляемых ошибок
11100110101000011	8	67,44
11000010101100111	8	67,44

#### Литература

1. Прокис Дж. Цифровая связь: пер. с англ./ под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
2. Матвеев Б.В. Система передачи информации с комбинированным запросом // Вестник Воронежского государственного технического университета. Сер. Радиоэлектроника и системы связи. 2002. Вып. 4.2. С. 4-5.
3. Матвеев Б.В. Корректирующий код для системы с РОС и комбинированным кодированием // Вестник Воронежского государственного технического университета. Сер. Радиоэлектроника и системы связи. 2001. Вып. 4.1. С. 10-11.
4. Лагутенко О.И. Модемы: Справочник пользователя. СПб.: Лань, 1997. 368 с.
5. Передача дискретных сообщений: учебник для вузов / В.П. Шувалов, Н.В. Захарченко, В.О. Шварцман и др.; под ред. В.П. Шувалова. М.: Радио и связь, 1990. 464 с.
6. Злотник Б.М. Помехоустойчивые коды в системах связи. М.: Радио и связь, 1989. 232 с.

Поступила 09.01.2020; принята к публикации 13.02.2020

**Информация об авторах**

**Матвеев Борис Васильевич** – канд. техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: matveevzvaf@mail.ru

**Серeda Владимир Александрович** – магистрант, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: sereda.volodya2010@yandex.ru

**Максимов Дмитрий Александрович** – старший преподаватель, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: dmitrii maksimov @ mail.ru

**DEVELOPMENT OF CORRECTIVE CODES WITH HIGH EFFICIENCY FOR INFORMATION TRANSMISSION SYSTEMS WITH FEEDBACK**

**B.V. Matveev, V.A. Sereda, D.A. Maksimov**

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

**Abstract:** the construction of non-primitive corrective cyclic codes (32, 16) for data transmission systems using combined feedback was carried out. The implementation of such a procedure is achieved, first of all, by combining the detecting properties of codes constructed on the basis of generatrix CRC polynomials with codes capable of correcting errors and having a certain structure. In such systems, the correct choice of the correcting code plays an important role, providing the maximum correction of errors that occur and increasing its efficiency. The capacity of data during their transmission is usually used in multiples of 8 (bytes), which is directly related to the corresponding multiplicity of processor devices (16, 32, 64). At the same time, the number of information and verification code characters for systems using combined feedback should also be a multiple of a byte and should be chosen the same. Most often, cyclic correction codes are primitive, for example (32, 15) and their length does not correspond to the byte multiplicity. This leads to the necessity of constructing non-primitive cyclic codes (32, 16), and reduces to the development of a methodology for choosing the corresponding generating polynomials. The appearance of an additional check bit makes it possible to increase the corrective ability of the code (32, 16) selected with the corresponding polynomial and, in addition to correcting all three-time errors, provides the opportunity to correct most of the four-time errors, which is not available to the primitive code (32, 15). A simple increase in the order of the polynomial by adding a unit to the polynomial at the end of its structure violates the cyclic properties and does not provide the desired results. The regular rule for the formation of polynomials in a non-primitive code (32, 16) is not known. Among the set of possible code polynomials (32, 16), according to the developed technique, 8 polynomials with the required characteristics were obtained, including two with the best properties

**Key words:** construction of cyclic codes, check matrix, generating matrix

**References**

1. Prokis J. "Digital communications" ("Tsifrovaya svyaz"), Moscow, Radio I svyaz', 2000, 800 p.
2. Matveev B.V. "Information transfer system with a combined query", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2002, no. 4.2, pp. 4-5.
3. Matveev B.V. "Correction code for a system with ROS and combined coding", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2001, no. 4.1, pp.10-11.
4. Lagutenko O.I. "Modems: user manual" ("Modemy: Spravochnik pol'zovatelya"), St. Petersburg, Lan', 1997, 368 p.
5. Shuvalov V.P., Zakharchenko N.V., Shvartsman V.O. et al. "Transfer of discrete messages: textbook for universities" ("Peredacha diskretnykh soobshcheniy: uchebnik dlya vuzov"), Moscow, Radio I svyaz', 1990, 464 p.
6. Zlotnik B.M. "Noise-resistant codes in communication systems" ("Pomekhoustoychivye kody v sistemakh svyazi"), Moscow, Radio I svyaz', 1989, 232 p.

Submitted 09.01.2020; revised 13.02.2020

**Information about the authors**

**Boris V. Matveev**, Cand. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: matveevzvaf@mail.ru

**Vladimir A. Sereda**, MA, Voronezh State Technical University, (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: sereda.volodya2010@yandex.ru

**Dmitriy A. Maksimov**, Assistant Professor, Voronezh State Technical University (14, Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: dmitrii maksimov @ mail.ru

## ЦИФРОВАЯ СТАТИСТИЧЕСКАЯ ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЕ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Д.Г. Пантенков<sup>1</sup>, В.П. Литвиненко<sup>2</sup>

<sup>1</sup>АО «Кронштадт», г. Москва, Россия

<sup>2</sup>Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

**Аннотация:** в настоящее время на борту всех без исключения подвижных объектов (космические аппараты, беспилотные летательные аппараты, корабли, автомобили и т.д.) установлена навигационная аппаратура потребителей (НАП) спутниковых радионавигационных систем (СРНС), позволяющая в зависимости от решаемых целевых задач с требуемой точностью определять географическое положение объекта в пространстве (координаты), а также его линейную скорость. При этом подобной навигационной аппаратурой оснащаются также подвижные объекты специального назначения, функционирующие в интересах различных силовых ведомств и структур. В таком случае необходимо уделять особое внимание вопросам помехоустойчивости навигационной аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем при наличии преднамеренных помех, способных дестабилизировать работу навигационного оборудования (приводить к срыву в режиме сопровождения) или вызывать большую погрешность в измерениях координат и скоростей (в режиме измерений). В качестве критерия эффективности помехового воздействия на НАП СРНС в статье принят коэффициент воздействия, показывающий минимальный порог превышения мощности помехового сигнала над полезным навигационным сигналом, приводящим к срыву сопровождения в течение не более 5 секунд с вероятностью не менее 0,9. Представлена разработанная цифровая статистическая имитационная модель процесса обработки сигналов в НАП СРНС, смоделировано влияние шумовой, сигналподобной и гармонической помех на количество срывов сопровождения в НАП, рассчитаны вероятности срывов, а также определены количественные значения коэффициентов воздействия, приводящих к нарушению функционирования СРНС

**Ключевые слова:** цифровая статистическая имитационная модель, эффективность помех, отношение помеха/сигнал, коэффициент воздействия, навигационная аппаратура потребителей, спутниковые радионавигационные системы, ошибка сопровождения, вероятность срыва

### Введение

Проведенный анализ показал, что известен ряд работ [1-11], в которых представлены результаты теоретических исследований по оценке эффективности различных видов помех навигационной аппаратуре потребителей (НАП) спутниковых радионавигационных систем (СРНС). Однако следует отметить, что эти результаты получены, как правило, в условиях различных допущений и не в полной мере учитывают нелинейные свойства НАП, а именно процессы срыва сопровождения в следящих системах по дальности и фазе. Поэтому для исследования эффективности помех был принят метод цифрового статистического имитационного моделирования процесса обработки сигнала в НАП.

Статья включает в себя разработку достоверной цифровой модели функционирования НАП СРНС и оценку эффективности различных видов помех при воздействии на НАП СРНС для разработанной модели.

### 1. Цифровая статистическая имитационная модель процесса обработки сигналов в НАП СРНС

Поскольку с точки зрения радиоэлектронной борьбы (РЭБ) наиболее важным является воздействие на НАП СРНС типа «GPS», работающей в режиме обработки дальномерного кода, то и цифровая модель, прежде всего, должна учитывать все основные особенности обработки сигнала в этом режиме [1-4].

Цифровая модель формирования сигналов дальномерного кода от космических аппаратов системы «GPS», формирования помех и устройства их обработки представлена на рис. 1. Она реализована в приложении MathLab+Simulink.

Сигналы всех четырех КА моделируются следующим образом. Формируется временная последовательность видеосигналов 1023-элементного кода Голда, принимающих значения 0 и 1. Для формирования 1023-элементного кода Голда используется элемент «Gold Sequence Generator» приложения Simulink. Этот сигнал преобразуется к значениям 1 и -1.

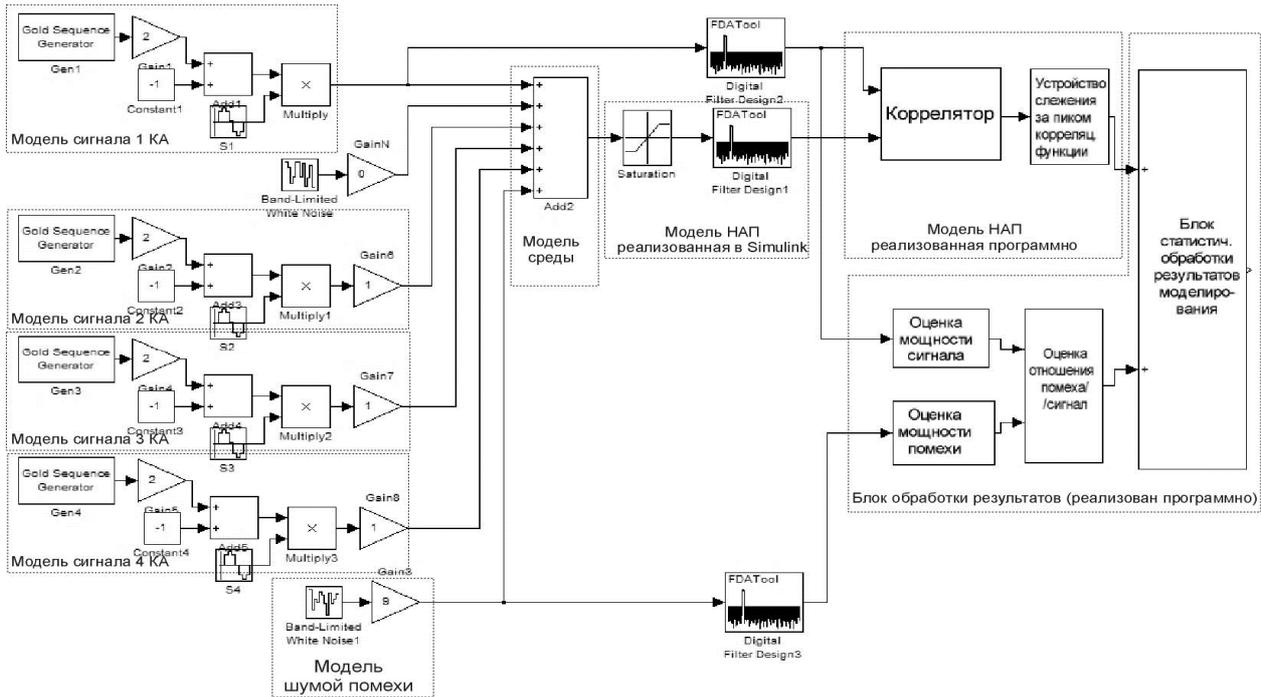


Рис. 1. Цифровая модель формирования сигналов дальномерного кода от космических аппаратов системы «GPS», формирования помех и устройства их обработки

Высокочастотный сигнал несущей частоты формируется элементом из приложения Simulink. Временной масштаб выбран таким, чтобы на один элемент кода Голда приходилось 10 периодов несущей. Каждый период несущей моделировался десятью отсчетами. На выходе умножителя формировался фазоманипулированный высокочастотный (ВЧ) сигнал. Таким образом, одна последовательность ВЧ сигнала, модулированного 1023-элементным кода Голда, описывалась 102300 временными отсчетами.

Несущие частоты сигналов всех спутников в каждой последовательности ослучаивались в пределах возможных доплеровских частот. Начальные фазы несущих частот всех спутников также ослучаивались в пределах от 0 до 360 град. В каждой реализации по случайному закону формировалась новая последовательность кода Голда для каждого КА. Исследовалась обработка сигнала только от первого КА. Сигналы от других КА выступали в качестве помех. Сигналы от всех спутников принимались равными, что соответствует наиболее тяжелому случаю с точки зрения РЭБ.

Внутренний шум приемника и другие шумы моделировались с помощью генератора белого шума «Band Limited Noise». Уровень шума можно регулировать непосредственно в приложении Simulink, а также из программы.

Помеха моделировалась с использованием генератора белого шума и генераторов синусоидальных колебаний. Сигналоподобная помеха

моделировалась аналогично сигналам спутников за исключением следующих особенностей:

- в несущей частоте сигнала отсутствовал доплеровский сдвиг частоты;
- начальная фаза ВЧ сигнала равна 0.

Среда распространения моделировалась сумматором, в котором сигналы от КА и помехи аддитивно суммировались.

Усилитель высокой частоты и усилитель промежуточной частоты моделировались цифровым фильтром, согласованным со спектром сигнала. Амплитудно-частотная характеристика фильтра представлена на рис. 2. Сумма отфильтрованных сигналов и помех поступает на вход коррелятора, на второй вход которого поступает опорный сигнал. В качестве опорного сигнала взят отфильтрованный сигнал первого КА. Моделирование показало, что если в качестве опорного сигнала брать «чистый сигнал» первого КА, то корреляционная функция раздваивалась. Это явление обусловлено особенностями работы цифрового фильтра в начальный период времени. Вот поэтому в качестве опорного сигнала использовался отфильтрованный сигнал одного КА. Автокорреляционная функция сигнала КА, взаимокорреляционные функции сигнала 1-го КА на выходе коррелятора с учетом присутствия сигналов от 3-х КА, а также взаимокорреляционные функции сигнала 1-го КА и остальных 3-х КА и шумов представлены на рис. 3-5.

С выхода коррелятора сигнал передавался

в следящую систему, которая представляет собой временной дискриминатор, строб которого состоит из двух полустрбов. Длительность каждого полустроба равнялась ширине пика сигнала на выходе коррелятора по уровню 0,7 от максимума (рис. 6, 7). На выходе дискриминатора формировался сигнал ошибки слежения за сигналом коррелятора.

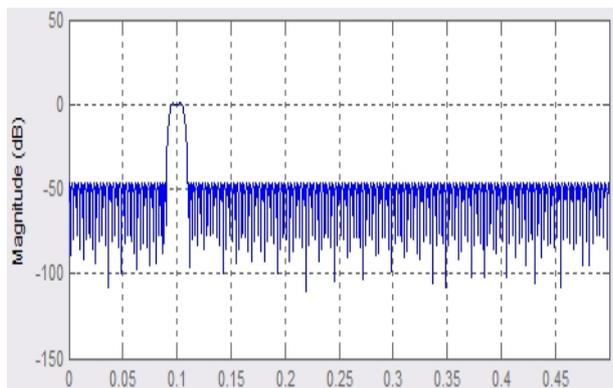


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика фильтра

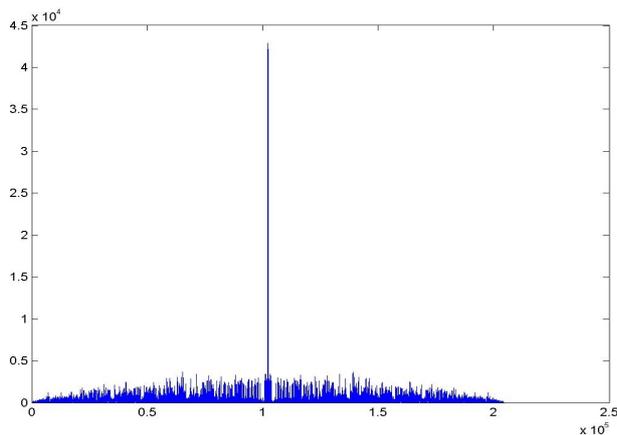


Рис. 3. Автокорреляционная функция сигнала 1-го КА

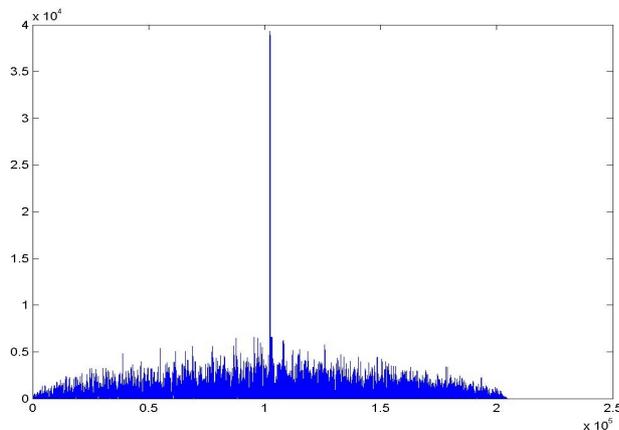


Рис. 4. Сигнал от 1-го КА на выходе коррелятора с учетом присутствия сигналов от 3-х КА

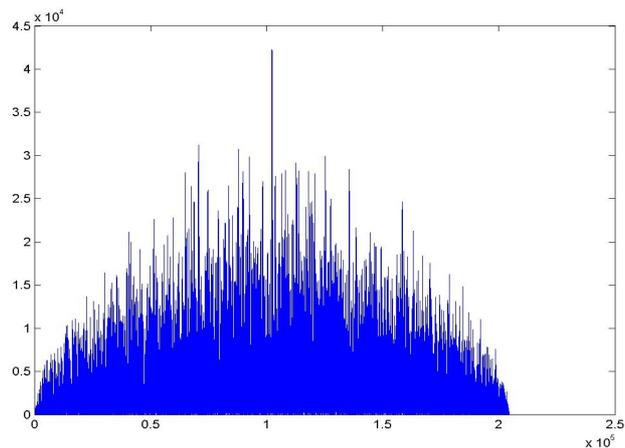


Рис. 5. Сигнал от 1-го КА на выходе коррелятора с учетом присутствия сигналов от 3-х КА и шумов

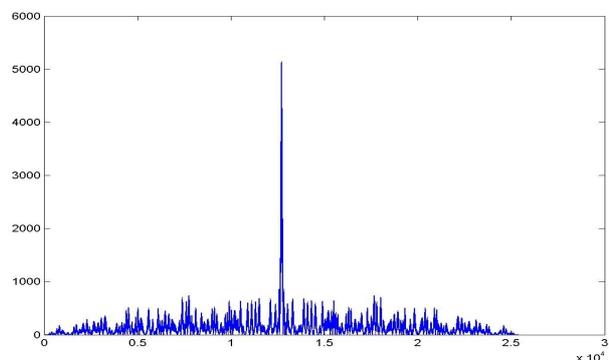


Рис. 6. Сигнал 127-элементного кода Голда от 1-го КА на выходе коррелятора при отсутствии шумов и помех

Сигнал ошибки ( $del$ ) формировался следующим образом. Интегрировались сигналы, попадающие в левый полустрб ( $U_{лев}$ ) и правый полустрб ( $U_{пр}$ ). Нормированный сигнал ошибки вычислялся с использованием выражения

$$del = \frac{U_{лев} - U_{пр}}{U_{лев} + U_{пр}}$$

Этот сигнал ошибки после сглаживающего фильтра изменял временное положение полустрбов. Сглаживающий фильтр отлажен таким образом, чтобы полоса пропускания следящей системы была около 4-5 Гц. Такая полоса пропускания соответствует случаю, когда НАП работает совместно с инерциальной навигационной системой. Ошибка сопровождения (рис. 7) представляет собой разницу во времени между положением максимума пика корреляционной функции и центром следящего строба. Выход строба за пределы пика корреляционной функции фиксировался как срыв сопровождения.

Для оценки отношения сигнал/шум при любых видах помех использовался прием ис-

кусственного разделения помехи и сигнала. Для этого и помеха, и сигнал пропускались через фильтры, полностью аналогичные фильтру приемника НАП (рис. 1), а затем программно оценивалась их мощность и отношение сигнал/шум по мощности. Время моделирования одной такой последовательности составляет около 3 секунд. Реальное время одной последовательности из 1023 элементов составляет 1 мс. Таким образом, моделирование пятисекундной работы приемника НАП займет 15000 секунд или около 4-х часов. Провести статистическую обработку результатов при этом крайне сложно. Поэтому для сокращения времени моделирования в 8 раз было принято решение использовать не 1023-элементный код Голда, а 127-элементный.

Осциллограммы сигналов и помех при реализации 127-элементного кода Голда представлены на рис. 8-13.

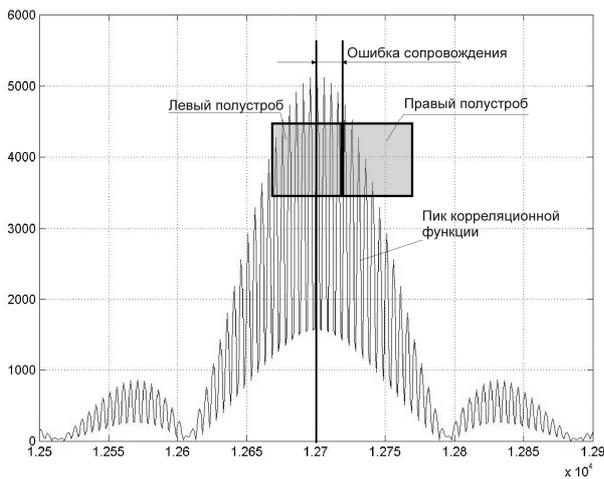


Рис. 7. Пик 127-элементного кода Голда от 1-го КА на выходе коррелятора при отсутствии шумов и помех

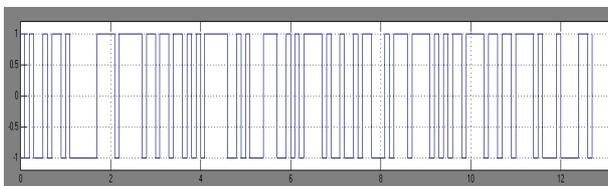


Рис. 8. 127-элементный код Голда (реализация)

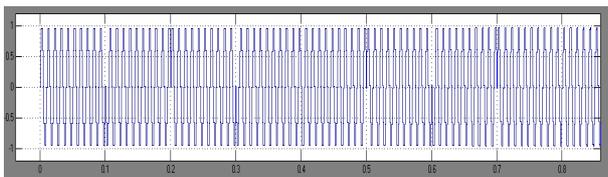


Рис. 9. Фазоманипулированный сигнал на выходе умножителя

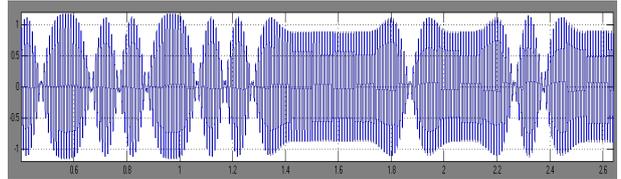


Рис. 10. Сигнал на выходе фильтра

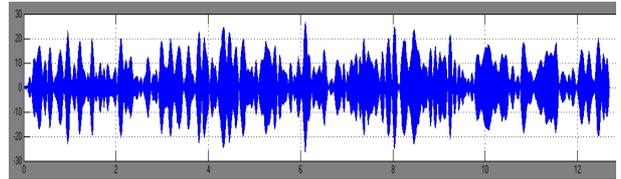


Рис. 11. Шумовая помеха, согласованная со спектром сигнала. Мощность помехи в 150 раз больше мощности сигнала

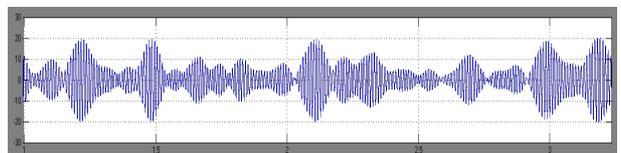


Рис. 12. Сигнал и шумовая помеха на входе коррелятора. Отношение помеха/сигнал  $g=150$

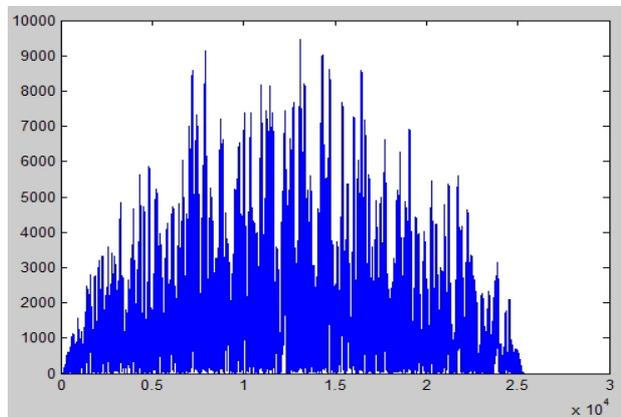
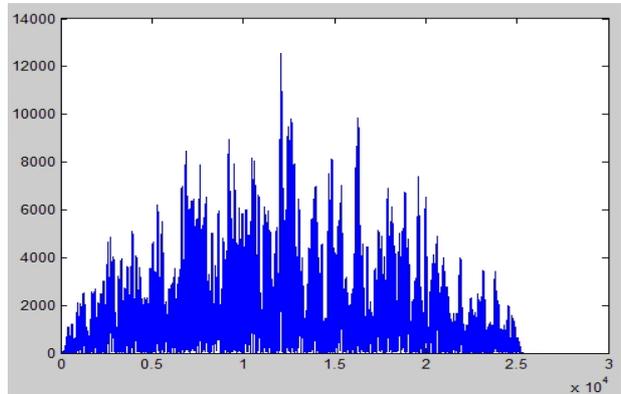


Рис. 13. Сигналы на выходе коррелятора в различные моменты времени при отношении помеха/сигнал  $g=150$

Результаты работы модели представлены на рис. 14.

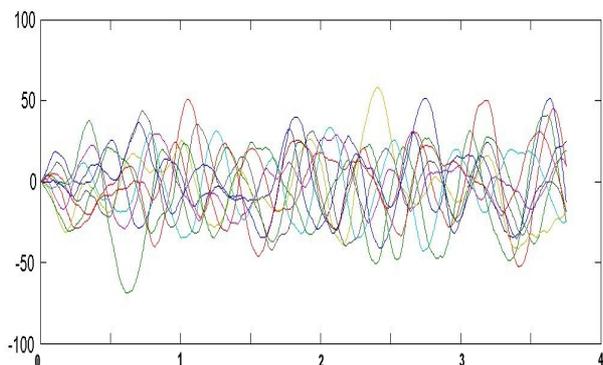


Рис. 14. Ошибки сопровождения максимума корреляционной функции при отношении помеха/сигнал  $g=150$  (10 реализаций по 4 секунды каждая)

Отметим, что ширина пика корреляционной функции равна 100 единиц. Ширина следящего строга равна 200 единиц (два полустрога шириной по 100 единиц). Сопровождение сорвано в случае, если ошибка сопровождения превышает 150 единиц. В данном случае срывы отсутствуют.

Исходя из вышеизложенного, можно сделать вывод, что разработанная модель достаточно адекватно соответствует процессу обработки сигнала приемником НАП СРНС и может быть использована для оценки эффективности различных видов помех.

## 2. Оценка эффективности помех при воздействии на НАП СРНС

В ходе оценки эффективности различных видов помех было выявлено, что вероятность срыва сопровождения пика корреляционной функции зависела не только от отношения помеха/сигнал, но и от времени воздействия помехи. В качестве критерия эффективности помехи обычно используется коэффициент воздействия на приемник НАП. В данном случае целесообразно определить его следующим образом. Под коэффициентом воздействия на приемник НАП понимается минимально необходимое отношение мощности помехи к мощности полезного навигационного сигнала на входе коррелятора, при котором в течение пяти секунд с вероятностью не менее 0,9 наступает срыв сопровождения следящей системы.

### 2.1. Оценка эффективности шумовой помехи

Результаты воздействия шумовой помехи

на приемник НАП представлены на рис. 15-18.

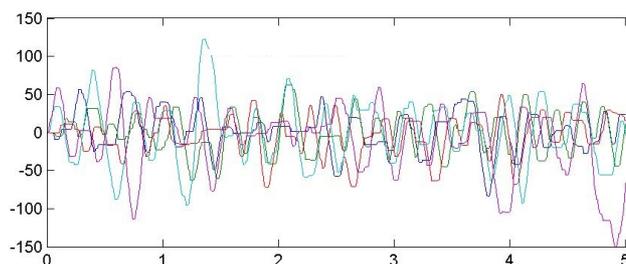


Рис. 15. Ошибки сопровождения при отношении помеха/сигнал  $g=240$  (5 реализаций по 5 секунд). Срывов сопровождения нет

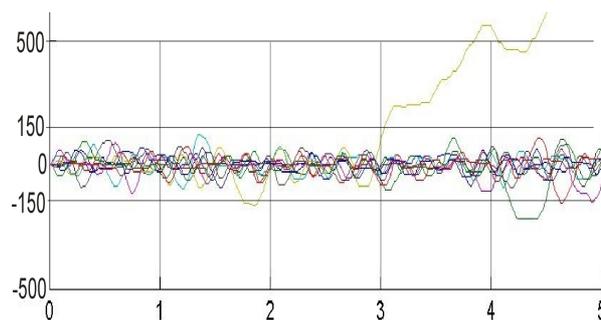


Рис. 16. Ошибки сопровождения при отношении помеха/сигнал  $g=240$  (10 реализаций по 5 секунд). Срывов сопровождения – 2. Вероятность срыва – 0,1

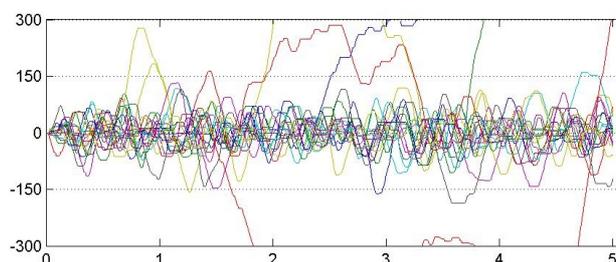


Рис. 17. Ошибки сопровождения при отношении помеха/сигнал  $g=280$  (20 реализаций по 5 секунд). Срывов сопровождения – 14. Вероятность срыва – 0,7

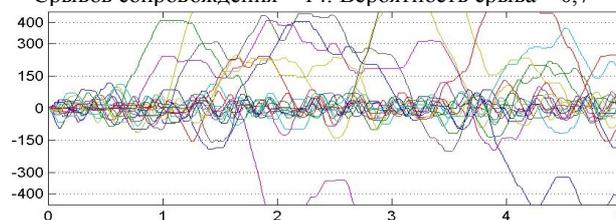


Рис. 18. Ошибки сопровождения при отношении помеха/сигнал  $g=320$  (20 реализаций по 5 секунд). Срывов сопровождения – 20. Вероятность срыва – 1

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод, что коэффициент воздействия  $K_B$  на приемник НАП составляет примерно 300.

Так как в НАП при использовании С/А-кодов применяется 1023-элементный код Голда, то энергия сигнала будет увеличена в 8 раз. Следовательно, коэффициент воздействия необходимо увеличить в 8 раз и значит

$K_B=2400$  ( $K_B=34$  дБ).

## 2.2. Оценка эффективности сигналоподобной помехи

Оценка эффективности сигналоподобной помехи была проведена по аналогии с шумовой помехой. Результаты оценки представлены на рис. 19-23.

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод, что коэффициент воздействия  $K_B$  на приемник НАП СРНС сигналоподобной помехой составляет примерно 300.

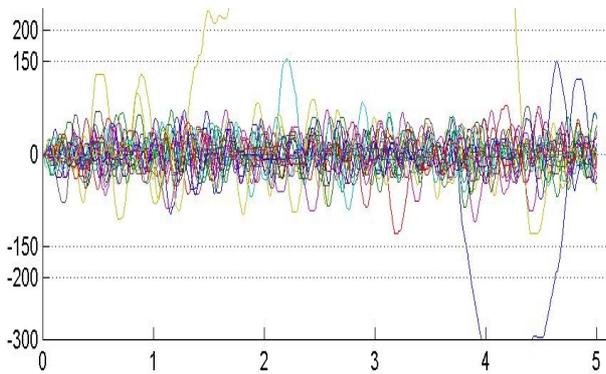


Рис. 19. Ошибки сопровождения при отношении помеха/сигнал  $g=225$  (20 реализаций по 5 секунд). Срывов сопровождения – 4. Вероятность срыва – 0.2

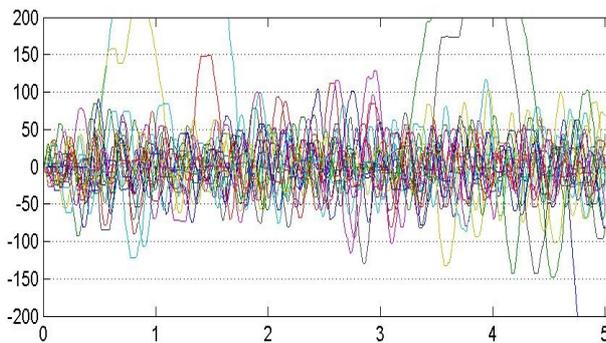


Рис. 20. Ошибки сопровождения при отношении помеха/сигнал  $g=260$  (20 реализаций по 5 секунд). Срывов сопровождения – 6. Вероятность срыва – 0.3

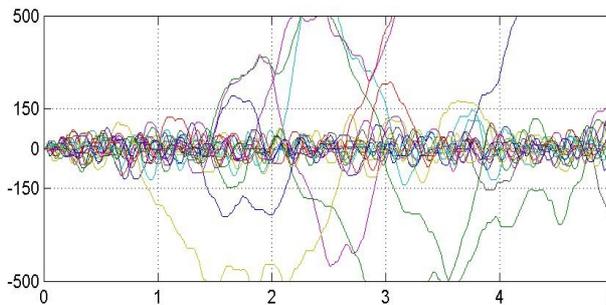


Рис. 21. Ошибки сопровождения при отношении помеха/сигнал  $g=300$  (20 реализаций по 5 секунд). Срывов сопровождения – 17. Вероятность срыва – 0.85

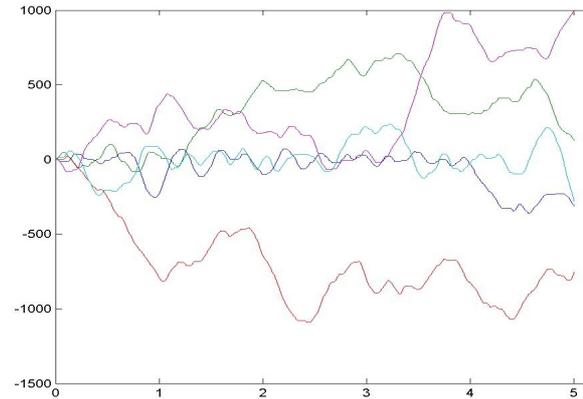


Рис. 22. Ошибки сопровождения при отношении помеха/сигнал  $g=500$  (5 реализаций по 5 секунд). Срывов сопровождения – 5. Вероятность срыва – 1

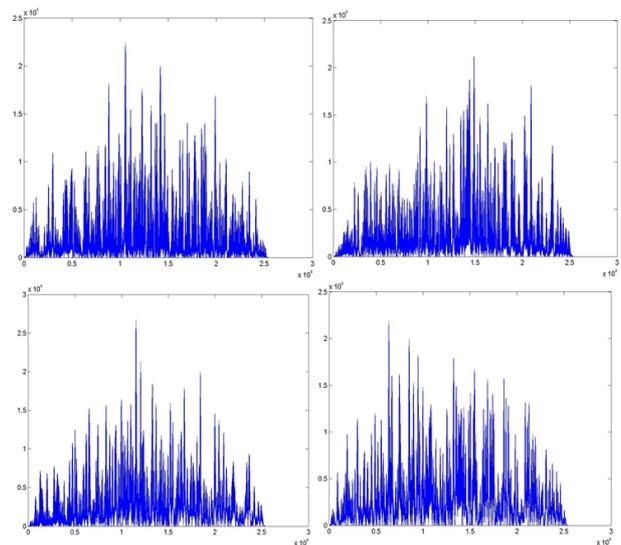


Рис. 23. Сигналы на выходе коррелятора в различные моменты времени при отношении помеха/сигнал  $g=300$

Так как в НАП при использовании С/А-кодов применяется 1023-элементный код Голда, то энергия сигнала будет увеличена в 8 раз. Следовательно, и коэффициент воздействия необходимо увеличить в 8 раз и значит  $K_B=2400$  ( $K_B=34$  дБ).

Таким образом, полученный результат позволяет утверждать, что сигналоподобная помеха по своей эффективности аналогична шумовой помехе.

## 2.3. Оценка эффективности гармонической помехи

Учитывая тот факт, что шумовая и сигналоподобная помеха эффективны при отношении помеха/сигнал  $g=300$ , остальные виды помех оценим примерно при том же уровне мощности.

Гармоническая помеха формировалась ге-

нератором синусоидальных сигналов без сдвига по частоте Доплера, точно на центральной частоте полосы пропускания фильтра, имитирующего работу УПЧ. Результат моделирования показал, что при  $g=300$  не произошло ни одного срыва. Уровень помехи был увеличен до  $g=400$ . Даже при таком уровне помехи сопровождение было очень устойчивым. Сигнал на выходе коррелятора в различные моменты вре-

мени представлен на рис. 24. Из анализа рисунков видно, что несмотря на достаточно высокий уровень боковых пиков корреляционной функции основной пик просматривается достаточно четко.

Вывод: эффективность гармонической помехи ниже по сравнению с шумовой и сигналоподобной помехой.

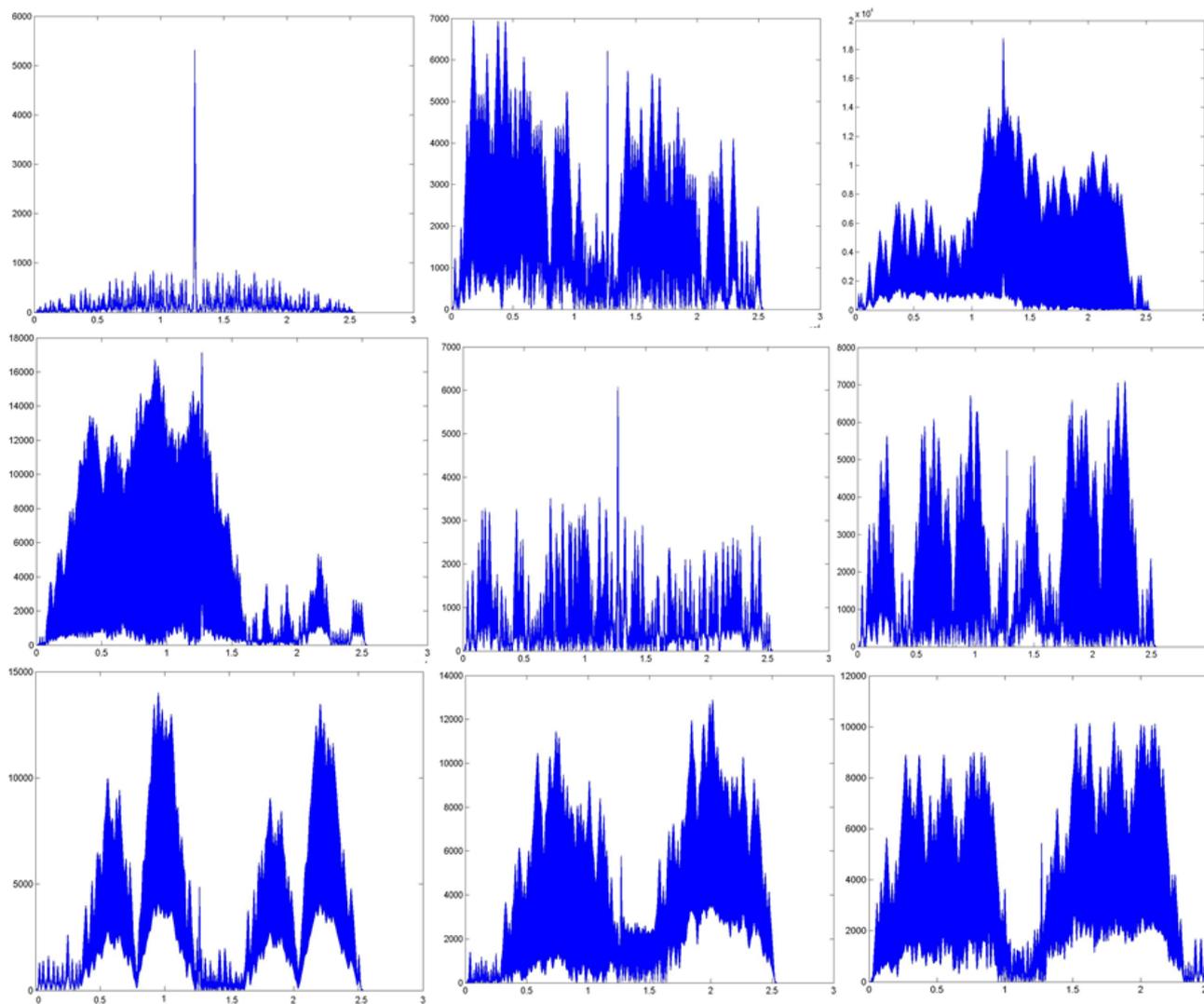


Рис. 24. Сигнал на выходе коррелятора при создании гармонической помехи при  $g=400$  (на верхнем левом рисунке  $g=0$ )

#### 2.4. Оценка эффективности двухчастотной гармонической помехи

В ходе рассмотрения функционирования системы «GPS» было высказано предположение о возможной эффективности двухчастотной гармонической помехи, которое было проверено на разработанной модели. Разнос между гармоническими частотами изменялся симметрично относительно центральной частоты. При этом обе частоты находились в пределах поло-

сы пропускания фильтра, имитирующего работу УПЧ.

Результаты моделирования представлены на рис. 25-27.

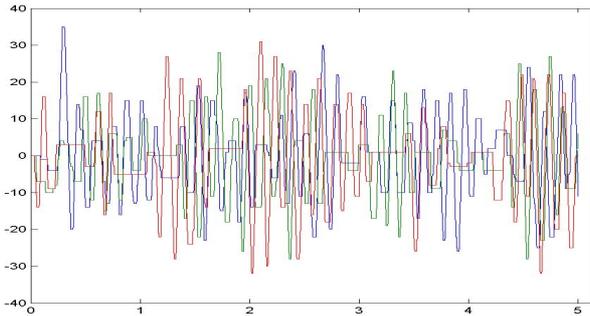


Рис. 25. Двухчастотная помеха. Разнос между частотами  $\pm 0.5\%$  от центральной частоты. Ошибки сопровождения при отношении помеха/сигнал  $g=100$  (5 реализаций по 5 секунд). Срывов сопровождения – нет

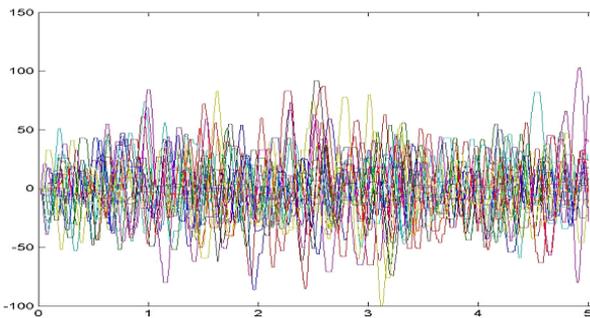


Рис. 26. Двухчастотная помеха. Разнос между частотами  $\pm 0.5\%$  от центральной частоты. Ошибки сопровождения при отношении помеха/сигнал  $g=400$  (20 реализаций по 5 секунд). Срывов сопровождения – нет

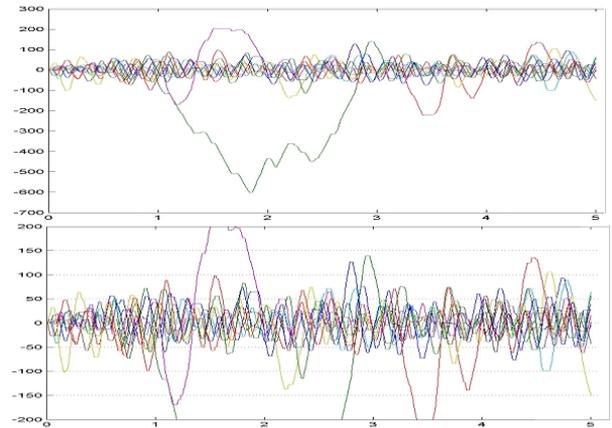


Рис. 27. Двухчастотная помеха. Разнос между частотами  $\pm 1\%$  от центральной частоты. Ошибки сопровождения при отношении помеха/сигнал  $g=420$  (30 реализаций по 5 секунд). Вероятность срыва сопровождения 0,3

В ходе моделирования двухчастотной помехи было выявлено интересное явление – появление устойчивой многопиковой взаимокорреляционной функции. Сигналы на выходе коррелятора при различных частотных разностях представлены на рис. 28-32.

Таким образом, моделирование применения двухчастотной гармонической помехи для воздействия на НАП СРНС показало, что такая помеха не может считаться эффективной для обеспечения безусловного срыва сопровождения, но может быть использована для затруднения захвата на сопровождение [12-23].

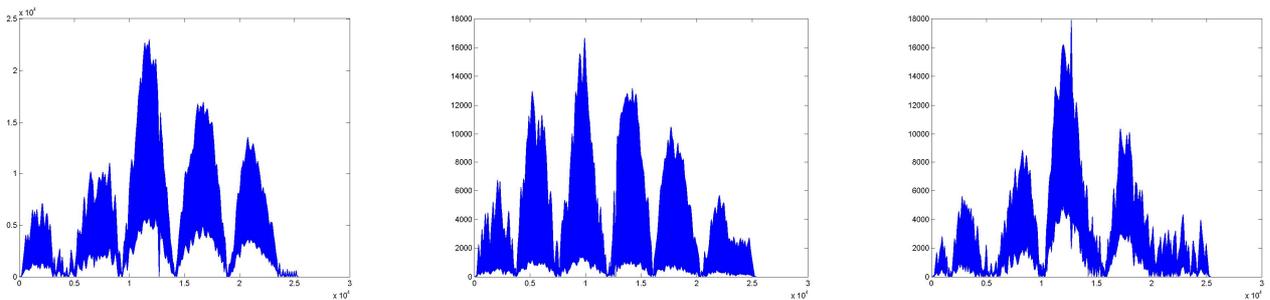


Рис. 28. Двухчастотная помеха. Сигнал на выходе коррелятора. Разнос между частотами  $\pm 0.1\%$  от центральной частоты. Отношение помеха/сигнал  $g=300$

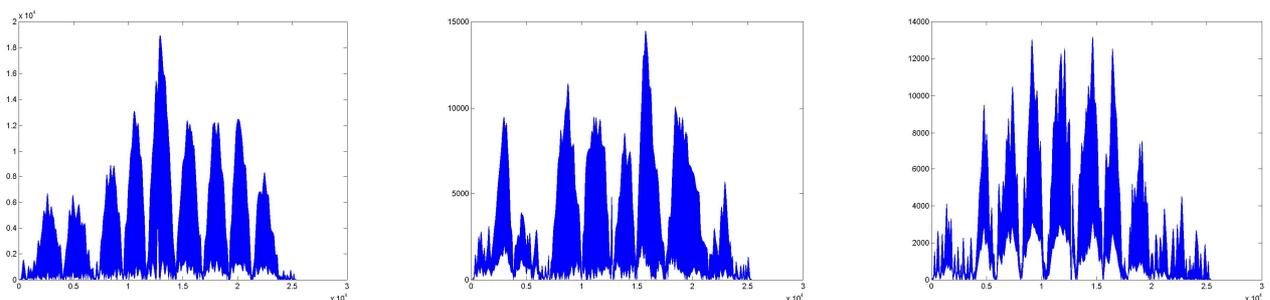


Рис. 29. Двухчастотная помеха. Сигнал на выходе коррелятора. Разнос между частотами  $\pm 0.2\%$  от центральной частоты. Отношение помеха/сигнал  $g=300$

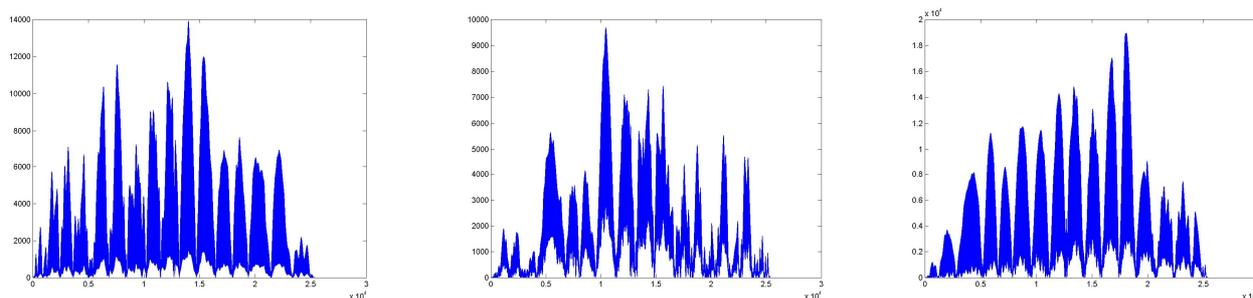


Рис. 30. Двухчастотная помеха. Сигнал на выходе коррелятора. Разнос между частотами  $\pm 0.3\%$  от центральной частоты. Отношение помеха/сигнал  $g=300$

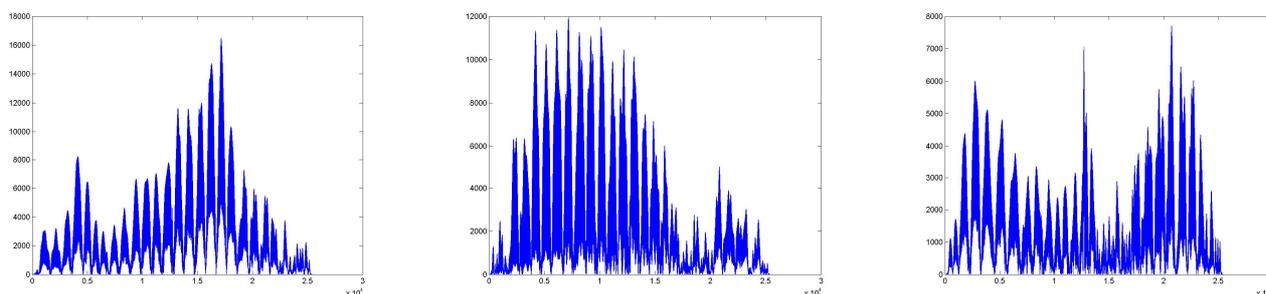


Рис. 31. Двухчастотная помеха. Сигнал на выходе коррелятора. Разнос между частотами  $\pm 0.5\%$  от центральной частоты. Отношение помеха/сигнал  $g=300$

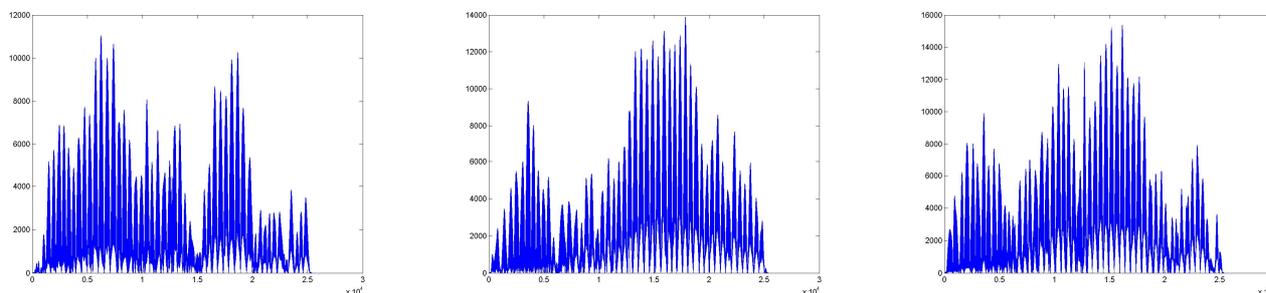


Рис. 32. Двухчастотная помеха. Сигнал на выходе коррелятора. Разнос между частотами  $\pm 1\%$  от центральной частоты. Отношение помеха/сигнал  $g=300$

### 3. Оценка влияния возможных нелинейных свойств приемника НАП

В ходе моделирования воздействия на систему «GPS» также было высказано предположение о влиянии динамического диапазона УПЧ приемника НАП на эффективность воздействия. Для этой цели в модель в канал УПЧ был установлен ограничитель (на рис. 1 элемент “Saturation”). Все ранее полученные результаты приведены для уровня ограничения  $\pm 1000$  условных единиц. Максимальный уровень сигнала и помех при этом был от 20 до 30 условных единиц. Следовательно, все ранее полученные результаты соответствовали ли-

нейному режиму работы УПЧ.

Возможный эффект влияния нелинейности УПЧ на эффективность воздействия был исследован на модели путем изменения уровня ограничения. Результаты моделирования представлены на рис. 32 - 45.

Таким образом, наличие ограниченного динамического диапазона приемника НАП не приводит к существенному увеличению эффективности воздействия на него различными видами помех [1, 2, 7, 8].

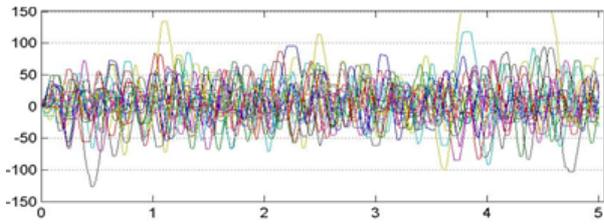


Рис. 33. Шумовая помеха. Уровень ограничения - 2. Уровень суммы помехи и сигнала около 13. Ошибки сопровождения при отношении помеха/сигнал  $g=145$  (20 реализаций по 5 секунд). Вероятность срыва сопровождения 0,1

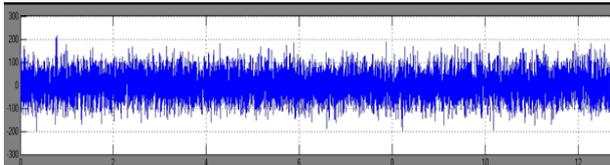


Рис. 34. Шумовая помеха. Осциллограмма сигнала и помехи на входе ограничителя. Отношение помеха/сигнал  $g=145$

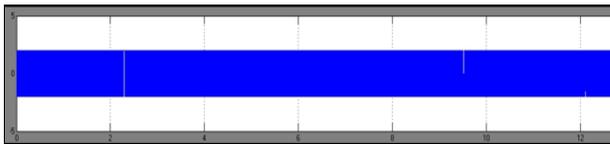


Рис. 35. Шумовая помеха. Осциллограмма сигнала и помехи на выходе ограничителя. Уровень ограничения - 2. Отношение помеха/сигнал  $g=145$

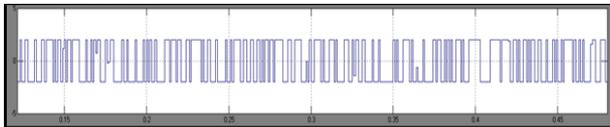


Рис. 36. Шумовая помеха. Осциллограмма сигнала и помехи на выходе ограничителя. Масштаб увеличен. Уровень ограничения - 2. Отношение помеха/сигнал  $g=145$

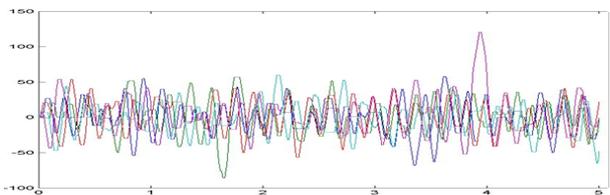


Рис. 37. Сигналоподобная помеха. Уровень ограничения - 2. Уровень суммы помехи и сигнала около 11. Ошибки сопровождения при отношении помеха/сигнал  $g=100$  (10 реализаций по 5 секунд). Срыва сопровождения нет

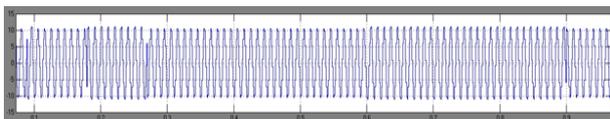


Рис. 38. Сигналоподобная помеха. Осциллограмма сигнала и помехи на входе ограничителя. Отношение помеха/сигнал  $g=100$

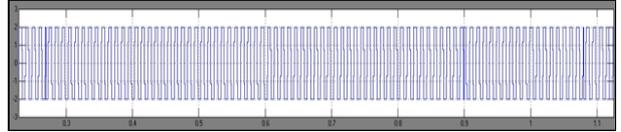


Рис. 39. Сигналоподобная помеха. Осциллограмма сигнала и помехи на выходе ограничителя. Уровень ограничения - 2. Отношение помеха/сигнал  $g=100$

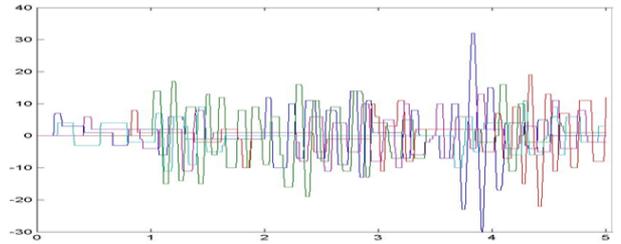


Рис. 40. Гармоническая помеха. Уровень ограничения - 2. Уровень суммы помехи и сигнала около 11. Ошибки сопровождения при отношении помеха/сигнал  $g=100$  (5 реализаций по 5 секунд). Срыва сопровождения нет

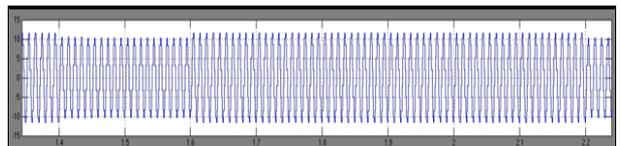


Рис. 41. Гармоническая помеха. Осциллограмма сигнала и помехи на входе ограничителя. Отношение помеха/сигнал  $g=100$

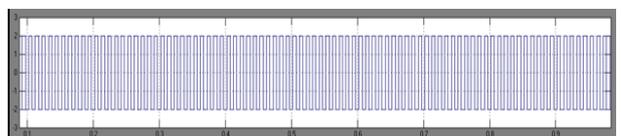


Рис. 42. Гармоническая помеха. Осциллограмма сигнала и помехи на выходе ограничителя. Уровень ограничения - 2. Отношение помеха/сигнал  $g=100$

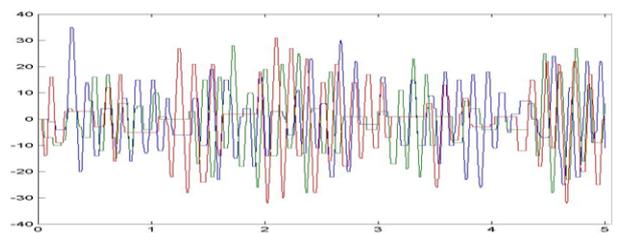


Рис. 43. Двухчастотная гармоническая помеха. Разнос между частотами  $\pm 0,5\%$  от центральной частоты. Уровень ограничения - 2. Уровень суммы помехи и сигнала около 11. Ошибки сопровождения при отношении помеха/сигнал  $g=100$  (5 реализаций по 5 секунд). Срыва сопровождения нет

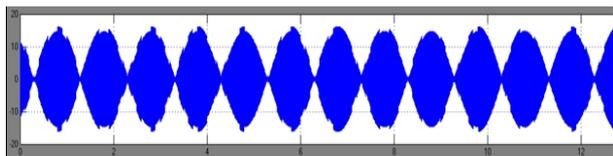


Рис. 44. Двухчастотная гармоническая помеха.  
Осциллограмма сигнала и помехи на входе ограничителя.  
Разнос между частотами  $\pm 0.5\%$  от центральной частоты.  
Отношение помеха/сигнал  $g=100$

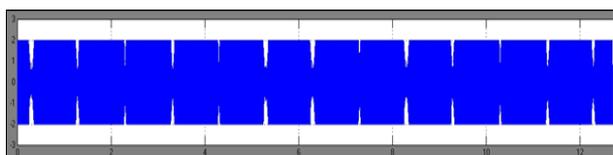


Рис. 45. Двухчастотная гармоническая помеха.  
Осциллограмма сигнала и помехи на выходе ограничителя.  
Разнос между частотами  $\pm 0.5\%$  от центральной частоты.  
Уровень ограничения – 2.  
Отношение помеха/сигнал  $g=100$

### Заключение

1. Из рассмотренных видов помех наиболее эффективными следует признать шумовые и сигналоподобные помехи, при этом эффективность шумовых и сигналоподобных помех примерно одинакова. Наличие ограниченного динамического диапазона приемника НАП не приводит к существенному увеличению эффективности воздействия на него различными видами помех.

2. В связи с тем, что мощность навигационного полезного сигнала невысокая, то наиболее целесообразно для воздействия на него по открытому C/A-коду (поскольку его структура априорно известна) использовать имитационную помеху такой же мощности, что позволит сократить массу и габариты передатчика помех. Для радиоэлектронного воздействия на навигационный сигнал по закрытому P(Y)-коду целесообразно использовать шумоподобную помеху большей мощности.

3. Для затруднения захвата на сопровождение основного пика корреляционной функции возможно создание двухчастотной гармонической помехи, при которой появляются устойчивые пики корреляционной функции.

### Литература

1. Дятлов А.П., Дятлов П.А., Кульбикаян Б.Х. Радиоэлектронная борьба со спутниковыми радионавигационными системами: монография. М.: Радио и связь, 2004. 226 с.  
2. Оценка характеристик подавления помех приемником ГНСС с антенными решетками в реальных условиях / В.Н. Харисов, В.С. Ефименко, А.А. Оганесян, А.В.

Пастухов, В.С. Павлов, П.М. Головин, П.В. Медведев Радиотехника. 2013. № 7.

3. Д.Г. Пантенков Результаты оценки помехоустойчивости первичной корреляционной обработки сигналов в навигационной аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем методом математического моделирования // Актуальные вопросы проектирования космических систем и комплексов: сб. науч. тр. аспирантов и соискателей ученых степеней. Химки, 2014. Вып. 15, С. 221-236.

4. Д.Г. Пантенков Результаты оценки помехоустойчивости первичной корреляционной обработки сигналов в навигационной аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем методом экспериментальной отработки на макетах отдельных элементов стенда // Актуальные вопросы проектирования космических систем и комплексов: сб. науч. тр. аспирантов и соискателей ученых степеней. Химки ФГУП «НПО им. С.А. Лавочкина», 2014. Вып. 15. С. 287-312.

5. Дмитриев Д.Д. Исследование помехоустойчивости аппаратуры радионавигации // Современные проблемы развития науки, техники и образования: сб. науч. тр. Красноярск: ИПК СФУ, 2009. С. 202-209.

6. Гарин Е.Н., Дмитриев Д.Д. Комплексирование средств спутниковых систем радионавигации с автономными навигационными системами // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. ст. Красноярск: ИПК СФУ, 2007. С. 166-169.

7. Искусство навигационной войны // Иностранная печать. Серия «ТСР служб зарубежных государств», ВИНТИ, Информ. бюлл. 2001. № 12. С. 24-28.

8. Глобальная система определения местоположения GPS и навигационная война // Иностранная печать. Серия «ТСР служб зарубежных государств», ВИНТИ, Информ. бюлл. 1999. № 3. С. 20 - 26.

9. Пантенков Д.Г., Литвиненко В.П., Гусаков Н.В. Математическое моделирование потенциальной скрытности канала связи в многоканальных радиоприемниках // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2013. Т. 9. № 1. С. 47-49.

10. Перов А.И. Синтез оптимального алгоритма обработки сигналов в приемниках спутниковой навигации при воздействии гармонической помехи. М.: Радиотехника. Радиосистемы. 2005. № 7. С. 36-42.

11. Перов А.И., Болденков Е.Н., Бакитько Р.В. Анализ влияния внутрисистемных помех на аппаратуру потребителей спутниковых радионавигационных систем. М.: Радиотехника. 2009. № 1. С. 20-28.

12. Пантенков Д.Г., Литвиненко В.П. Критерии эффективности помехового воздействия на объекты активного радиомониторинга // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2011. Т. 7. № 7. С. 18-22.

13. Юдин В.Н., Камнев Е.А. Результаты модельного эксперимента по радиоподавлению навигационной аппаратуры потребителей с четырехэлементной адаптивной антенной решеткой // Вестник РАЕН. 2018. Т. 18. № 3. С. 87-94.

14. Патент 191 165, Российская Федерация, МПК Н04 В 7/02 (2006.01). Бортовой терминал радиосвязи беспилотного летательного аппарата / Долженков Н.Н., Абрамов А.В., Егоров А.Т., Ломакин А.А., Пантенков Д.Г.; заявитель и патентообладатель АО «Кронштадт». – 26.07.2019, Бюл. № 21.

15. Егоров А.Т., Ломакин А.А., Пантенков Д.Г. Математические модели оценки скрытности спутниковых каналов радиосвязи с беспилотными летательными аппа-

ратами // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. Ч. 1. № 3. С. 19–26.

16. Вейцель А.В., Вейцель В.А., Татарников Д.В. Аппаратура высокоточного позиционирования по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем: высокоточные антенны. Специальные методы повышения точности позиционирования; под ред. М.И. Жодзишского. М.: МАИ-ПРИНТ, 2010. 38 с.

17. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию; под ред. В.А. Лексаченко. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.

18. Тяпкин В.Н., Гарин Е.Н. Методы определения навигационных параметров подвижных средств с использованием спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС: монография. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2012. 260 с.

19. Пантенков Д.Г. Результаты анализа наземных испытаний комплекса средств спутниковой радиосвязи для беспилотных летательных аппаратов // Вестник Рязан-

ского государственного радиотехнического университета. 2019. № 69. С. 42-51.

20. Техническая реализация высокоскоростного информационного канала радиосвязи с беспилотного летательного аппарата на наземный пункт управления / Д.Г. Пантенков, Н.В. Гусаков, А.Т. Егоров, А.А. Ломакин, В.П. Литвиненко, В.И. Великоиваненко, Е.Ю. Лю-Кэ-Сю // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. № 5. С. 52-71.

21. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В.С. Шебшаевич, П.П. Дмитриев, Н.В. Иванцевич и др.; под ред. В.С. Шебшаевича. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1993. 408 с.

22. Глобальная навигационная система NAVSTAR / И.Н. Мищенко, А.И. Волюнкин, П.С. Волосов и др. // За рубежом радиотехника. 1980. № 8. С. 52-83.

23. Бортовые устройства спутниковой радионавигации / И.В. Кудрявцев, И.Н. Мищенко, А.И. Волюнкин и др.; под ред. И.В. Кудрявцева. М.: Транспорт, 1988. 201 с.

Поступила 10.01.2019; принята к публикации 17.02.2020

#### Информация об авторах

**Пантенков Дмитрий Геннадьевич** – канд. техн. наук, начальник отделения радиосвязного оборудования, АО «Кронштадт» (115432, Россия, г. Москва, проспект Андропова, 18, кор. 9), тел. 8(926)109-23-95, e-mail: pantenkov88@mail.ru

**Литвиненко Владимир Петрович** – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: litvinvp@gmail.com

### DIGITAL STATISTICAL SIMULATION MODEL OF SIGNAL PROCESSING IN NAVIGATION EQUIPMENT OF CONSUMERS OF SATELLITE RADIO NAVIGATION SYSTEMS

D.G. Pantenkov<sup>1</sup>, V.P. Litvinenko<sup>2</sup>

<sup>1</sup>“Kronstadt”, Moscow, Russia

<sup>2</sup>Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

**Abstract:** currently, consumer navigation equipment (CEN) satellite radio navigation systems (SRNS) are installed on board all, without exception, moving objects (satellites, drones, ships, cars, etc.), allowing to determine the geographical position of an object in space (coordinates) and its linear velocity with the required accuracy depending on the targets. However, movable objects of a special purpose, functioning in the interests of the various law enforcement agencies and structures are also equipped with such navigation systems. In this case, it is necessary to pay particular attention to noise immunity of navigation equipment of consumers of satellite navigation systems in the presence of intentional interference that can destabilize the operation of the navigation equipment (lead to a breakdown in maintenance mode) or cause a large error in the measurements of coordinates and velocities (in the measurement mode). As a criterion for the effectiveness of the interference effect on the CEN SRNS, we adopted an exposure coefficient showing the minimum threshold for the excess of the interference signal power over a useful navigation signal, leading to the failure of tracking for no more than 5 seconds with a probability of at least 0.9. The developed digital statistical simulation model of the signal processing process in the CEN SRNS is presented, the effect of noise, signal-like and harmonic interference on the number of tracking failures is modeled, the probabilities of the failures are calculated, and the quantitative values of the exposure coefficients leading to the disruption of the functioning of the SRNS are calculated

**Key words:** digital statistical simulation model, interference efficiency, interference/signal ratio, impact factor, consumer navigation equipment, satellite radio navigation systems, tracking error, failure rate

#### References

1. Dyatlov A.P., Dyatlov P.A., Kul' bikayan B.H. “Radio electronic struggle with satellite radio navigation systems” (“Radioelektronnaya bor'ba so sputnikovymi radionavigatsionnymi sistemami”), monograph, Moscow, Radio i svyaz', 2004, 226 p.

2. Kharisov V.N., Efimenko V.S., Oganesyana A.A., Pastukhov A.V., Pavlov V.S., Golovin P.M., Medvedev P.V. “Evaluation of interference suppression characteristics for GNSS receivers with antenna arrays in real conditions”, *Radio Engineering (Radio-tekhnika)*, no. 7, 2013.

3. Pantenkov D.G. “Results of estimation of noise immunity of primary correlation signal processing in navigation equipment of consumers of satellite navigation systems by the method of mathematical modeling”, *Actual Problems of the Design of Space Systems and Complexes: Coll. of scientific papers of graduate students and applicants for academic degrees (Aktual'nye voprosy proek-*

*tirovaniya kosmicheskikh sistem i kompleksov: sb. nauch. tr. aspirantov i soiskateley uchenykh stepeny*), Khimki, 2014, issue 15, pp. 221-236.

4. Pantenkov D.G. "Results of estimation of noise immunity of primary correlation signal processing in navigation equipment of consumers of satellite navigation systems by experimental testing on models of separate elements of walls", *Actual Problems of the Design of Space Systems and Complexes: Coll. of scientific papers of graduate students and applicants for academic degrees (Aktual'nye voprosy proektirovaniya kosmicheskikh sistem i kompleksov: sb. nauch. tr. aspirantov i soiskateley uchenykh stepeny)*, Khimki, 2014, issue 15, pp. 287-312.

5. Dmitriev D.D. "Research of noise immunity of radio navigation equipment", *Modern Problems of Development of Science, Technology and Education (Sovremennye problemy razvitiya nauki, tekhniki i obrazovaniya: sb. nauch. tr.): collection of proceedings*, Krasnoyarsk, IPK SFU, 2009, pp. 202-209.

6. Garin E.N., Dmitriev D.D. "Aggregation of means of satellite navigation systems with the autonomous navigation systems", *Modern Problems of Radio Electronics: collection of proceedings (Sovremennye problemy radioelektroniki: sb. nauch. st.)*, Krasnoyarsk, IPK SFU, 2007, pp. 166-169.

7. "The art of navigational warfare" ("Iskusstvo navigatsionnoy voyny"), Series "TSR services of foreign countries", VINITI, inform. buell., 2001, no. 12, pp. 24-28.

8. "Global GPS location system and navigation war" ("Global'naya sistema opredeleniya mestopolozheniya GPS i navigatsionnaya voyna"), Series "TSR services of foreign countries", VINITI, inform. buell., 1999, no. 3, pp. 20-26.

9. Pantenkov D.G., Litvinenko V.P., Gusakov N.V. "Mathematical modeling of potential stealth of communication channel in multichannel radio lines", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2013, vol. 9, no. 1, pp. 47-49.

10. Perov A.I. "Synthesis of the optimal algorithm of signal processing in satellite navigation receivers under the influence of harmonic interference", *Radio Engineering. Radio systems (Radiotekhnika. Radiosistemy)*, 2005, no. 7, pp. 36-42.

11. Perov A.I., Boldenkov E.N., Bakitko R.V. "Analysis of the influence of intra-system interference on the equipment of satellite navigation systems", *Radio Engineering (Radiotekhnika)*, 2009, no. 1, pp. 20-28.

12. Pantenkov D.G., Litvinenko V.P. "Criteria of efficiency of interference influence on objects of active radio monitoring", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2011, vol. 7, no. 7, pp. 18-22.

13. Yudin V.N., Kamnev E.A. "Results of model experiment on radio suppression of navigation apparatus of consumers with four-element adaptive antenna array", *Bulletin of the Russian Academy of Sciences (Vestnik RAYEN)*, 2018, vol. 18, no. 3, pp. 87-94.

14. Dolzhenkov N.N., Abramov A.V., Egorov A.T., Lomakin A.A., Pantenkov D.G. "On-board terminal of radio communication of unmanned aerial vehicle" ("Bortovoy terminal radiosvyazi bespilnogo letatel'nogo apparata"), patent for utility model 191 165, Russian Federation, MPK H04 B 7/02 (2006.01), 26.07.2019, bull. 21.

15. Egorov A.T., Lomakin A.A., Pantenkov D.G. "Mathematical models for estimating the stealth of satellite radio channels with unmanned aerial vehicles. Part 1", *Proceedings of the Educational Institutions of Communication (Trudy uchebnykh zavedeniy svyazi)*, 2019, vol. 5, no.3, pp.19-26.

16. Weitzel A.V., Weitzel V.A., Tatarnikov D.V. "Equipment of high-precision positioning by signals of global navigation satellite systems: high-precision antennas. Special methods to improve as well as the accuracy of positioning" ("Apparatura vysokotochnogo pozitsionirovaniya po signalam global'nykh navigatsionnykh sputnikovykh sistem: vysokotochnye anteny. Spetsial'nye metody povysheniya tochnosti pozitsionirovaniya"), edited by M.I. Zhodzishsky, Moscow, MAI-PRINT, 2010, 38 p.

17. Monzingo R.A., Miller T.W. "Adaptive antenna arrays. Introduction to the theory" ("Adaptivnye antennye reshetki. Vvedenie v teoriyu"), translation from English edited by V.A. Leksachenko, Moscow, Radio i svyaz', 1986, 448 p.

18. Tyapkin V.N., Garin E.N. "Methods of determination of navigation parameters of mobile means with the use of satellite radio navigation system GLONASS" ("Metody opredeleniya navigatsionnykh parametrov podviznykh sredstv s ispol'zovaniyem sputnikovoy radionavigatsionnoy sistemy GLONASS"), monography / V.N. Tyapkin, Krasnoyarsk, SFU, 2012, 260 p.

19. Pantenkov D.G. "Results of the analysis of ground tests of a complex of means of satellite radio communication for unmanned aerial vehicles", *Bulletin of Ryazan State Radio Engineering University (Vestnik Ryazanskogo gosudarstvennogo radio-tekhnicheskogo universiteta)*, 2019, no. 69, pp. 42-51.

20. Pantenkov D.G., Gusakov N.V., Egorov A.T., Lomakin A.A., Litvinenko V.P., Velikoivanenko V.I., Lyu-Ke-Syu E.Yu. "Technical implementation of high-speed information channel of radio communication from an unmanned aerial vehicle to a ground control point", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2019, vol. 15, no. 5, pp. 52-71.

21. Shebshayevich V.S., Dmitriev P.P., Ivantsevich N.V. "Network satellite radio navigation systems" ("Setevye sputnikovye radionavigatsionnyye sistemy"), edited by V.S. Shebshayevich, Moscow, Radio i svyaz', 1993, 408 p.

22. Mishchenko I.N., Volynkin A.I., Volosov P.S. et al. "Global navigation system NAVSTAR", *Foreign Radio Electronics (Zarubezhnaya radioelektronika)*, 1980, no. 8, pp. 52-83.

23. Kudryavtsev I.V., Mishchenko I.N., Volynkin A.I. "Onboard devices of satellite radio navigation" ("Bortovye ustroystva sputnikovoy radionavigatsii"), edited by I.V. Kudryavtsev, Moscow, Transport, 1988, 201 p.

Submitted 10.01.2019; revised 17.02.2020

#### Information about the authors

**Dmitriy G. Pantenkov**, Cand. Sc. (Technical), Head of the Department of Radiocommunication Systems, "Kronstadt" (18 prospekt Andropova, Moscow 115432, Russia), 8(926)109-23-95, e-mail: pantenkov88@mail.ru

**Vladimir P. Litvinenko**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moscovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: litvinvp@gmail.com

## АНАЛИЗ НАДЕЖНОСТИ ГИБРИДНОЙ РАДИООПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С РЕТРАНСЛЯТОРОМ

Р.П. Краснов<sup>1</sup>, А.В. Бобровников<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

<sup>2</sup>Международный институт компьютерных технологий, г. Воронеж, Россия

**Аннотация:** гибридные радиооптические системы связи по атмосферным каналам являются перспективным решением для беспроводной передачи данных с высокой скоростью. Предложена новая схема коммутации для гибридной системы связи по открытому каналу, включающая атмосферные оптические линии связи и радиочастотные каналы с применением ретранслятора, использующего алгоритм декодирования с пересылкой. При такой организации системы передачи данных существует канал прямой видимости между узлами источника и назначения, в оконечном пункте предполагается использование схемы селективного объединения. В частности, система передает по атмосферному оптическому каналу, пока мгновенное отношение сигнал/шум оптического приемника превышает установленное пороговое значение. Если оно падает ниже порога, система переключает передачу данных на радиоканал. При описании статистики оптического и радиочастотного каналов использованы логнормальное и  $m$ -распределение Накагами соответственно. В статье приводятся готовые выражения интегральных функций вероятности и функций плотности вероятности для каналов обоих типов, а также вероятности отказа в каждом из каналов и системы в целом. Кроме того, с использованием функции интегрирования MATLAB выполняется оценка средней вероятности битовых ошибок предложенной системы связи. Для подтверждения эффективности предложенной схемы коммутации произведено сравнение качества связи гибридной системы с каналом атмосферной оптической связи

**Ключевые слова:** гибридная система, атмосферная оптическая линия связи, радиоканал, вероятность отказа, битовая ошибка

### Введение

Атмосферные оптические линии связи (АОЛС) обеспечивают экономически эффективные альтернативы радиоканалу для сетей доступа последней мили, транспортных сетей мобильных операторов, резервные каналы оптоволоконных и других сетевых решений.

Эта технология обеспечивает беспроводную оптическую связь 10 Гбит / с в коммерческих системах. С появлением в настоящее время на рынке 10G Ethernet-коммутаторов технология АОЛС способна обеспечить многообещающий гигабитный доступ к Ethernet для корпоративных сетей или приложений с интенсивным использованием полосы пропускания (например, медицинских изображений, HDTV, для передачи больших файлов цифровых изображений или телекоммуникаций).

Технология АОЛС при использовании на мобильной платформе может развертываться в вооруженных силах, поскольку обеспечивает безопасную передачу информации на поле боя.

АОЛС, помимо указанных преимуществ, имеют и ряд недостатков. Рассеяние излучения, вызванное дождем, снегом и туманом, приводит к снижению пропускной способности си-

стем [1]. Ухудшение качества связи АОЛС происходит и при колебаниях зданий в результате ветровых нагрузок и теплового расширения опорных конструкций [2]. Основной вклад в ухудшение качества связи дают замирания в канале из-за рассеяния и сцинтилляции. Затухание возникает и из-за неоднородностей показателя преломления в оптическом пучке, приводя к случайным флуктуациям амплитуды (и мощности) в приемнике [3] - [4].

Для преодоления таких ограничений для систем АОЛС были предложены методы помехоустойчивого кодирования [5] и методики пространственного разнесения по типу массива сигналов на входе и выходе (MIMO) [6] - [7]. Последние значительно улучшают пропускную способность систем в случае пространственно некоррелированных каналов. Пространственное разнесение систем MIMO преодолевает ухудшение характеристик, вызванное замираниями.

Из-за размера, стоимости и аппаратных ограничений беспроводное устройство не всегда может поддерживать несколько передающих антенн. Кроме того, наличие прямой видимости в условиях городской застройки получить не всегда легко. Чтобы преодолеть эти ограничения, была предложена разновидность пространственного разнесения, называемая разнесением с межпользовательским взаимодействием

ем (user cooperation diversity) [8] - [9]. Изначально такой метод использовал преимущество широкополосной природы радиоканала, позволяя любому узлу (с одной антенной) совместно с прочими создавать виртуальный массив передачи и / или приема посредством распределенной передачи и обработки сигналов.

В АОЛС такой вид разнесения ввиду особенностей формирования оптических сигналов реализуется в виде топологии с ретрансляторами. Основная идея здесь заключается в том, что узлы формируют сигналы, поступающие в пункт назначения по независимым каналам, обеспечивая пространственное разнесение посредством внедрения ретрансляционного канала.

Например, ретрансляторы, которые принимают и транслируют сигналы между базовыми станциями и мобильными устройствами, могут использоваться для расширения зоны покрытия сотовых сетей.

Совместная передача может значительно улучшить качество связи, создавая разнесение с использованием антенн, доступных в других узлах сети. Было показано [8] - [9], что взаимодействие узлов является эффективным способом обеспечения разнесения в беспроводных сетях с замираниями.

### Постановка задачи

На рис. 1 показана упрощенная модель такой системы, которая состоит из узла источника, ретранслятора и узла назначения, а передача данных происходит следующим образом. На первом этапе сигналы исходящего узла передаются соседним узлам, которые одновременно прослушиваются как узлом назначения, так и задействованными ретрансляционными узлами. На втором этапе ретрансляционный узел обрабатывает принятый сигнал и перенаправляет его на узел назначения. На узле назначения принимается несколько копий сигнала, прошедших через независимые каналы с замираниями, так что процесс объединения будет выполняться для принятого сигнала, как от источника, так и от ретранслятора. Следовательно, при совместной связи узел назначения может использовать дополнительную информацию от ретрансляторов, что приводит к улучшению качества декодирования. Хотя такая система дает улучшение пропускной способности, оптические сигналы по-прежнему подвергаются воздействию атмосферных каналов связи с замираниями. Для повышения качества связи многими авторами предложено совместное ис-

пользование радиочастотных (РЧ) и оптических каналов для объединения преимуществ обеих линий [1], [2], [5], [8]-[15], [17]-[19].

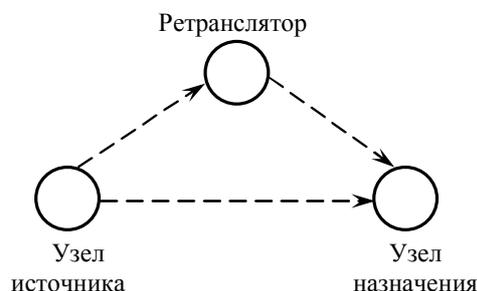


Рис. 1

В частности, каналы АОЛС имеют более высокую скорость передачи данных, чем радиочастотные, но страдают от атмосферных потерь. Канал РЧ является хорошим дополнением к АОЛС (хотя и значительно более узкополосным), поскольку РЧ малочувствительна к неблагоприятным для АОЛС погодным условиям. Например, сигналы АОЛС значительно ослабляются в плотном тумане, но практически нечувствительны к дождю, в то же время радиочастотные сигналы миллиметрового диапазона наоборот, нечувствительны к условиям тумана и в значительной мере ослабляются дождем [10].

Взаимодействие между радиочастотным каналом и АОЛС организуется различными способами, которые можно свести к трем типам. В первом случае осуществляется одновременная или параллельная передача по линиям РЧ и АОЛС идентичной информации за счет снижения скорости передачи данных по линии АОЛС [11]. Второй случай - это жесткое переключение, при котором линия РЧ или АОЛС выбирается в зависимости от условий передачи в атмосферном канале связи [12]-[13]. При этом требуется организация обратной связи от узла назначения к источнику, что усложняет систему в целом, хотя и обеспечивает более эффективную передачу по сравнению с первым типом. Третий тип - это мягкое переключение, при этом для линий РЧ и АОЛС кодирование выполняется совместно на основании анализа состояния атмосферного канала связи [14]. Наиболее универсальным представляется вариант жесткого переключения. Все рассмотренные варианты построения ограничены системой с одним переходом. В распределенных системах возможны различные комбинации указанных методов.

Работа ретранслятора в системе на рис. 1 может осуществляться по одной из двух схем: усиление и передача (УП) или декодирование и

передача (ДП). При этом важным условием получения расчетных соотношений является возможность организации связи в условиях прямой видимости между узлом источника и назначения.

Например, в [15] рассмотрена система, у которой канал РЧ работает с ретранслятором типа УП, а линия АОЛС работает без ретрансляции. Однако шум вместе с сигналом также усиливается, что является основным недостатком такой схемы ретрансляции.

В [16] исследованы гибридные системы, использующие схему ретрансляции ДП.

Несмотря на то, что системы связи, в которых применяется разнесение с межпользовательским взаимодействием, часто предлагаются именно как замена многопертурным системам, например, в [17] рассмотрено построение гибридной системы АОЛС/РЧ с линиями РЧ источник-ретранслятор типа «один вход – множество выходов» (SIMO).

Ниже предложена схема коммутации гибридной радиооптической системы передачи, где линия АОЛС является основной, если мгновенное отношение сигнал / шум на входе приемника АОЛС превышает заданное пороговое значение. Если же оно падает ниже порогового уровня, задействуется линия РЧ. Информация об активной линии (РЧ или АОЛС) отправляется обратно в передатчик по линии обратной связи.

Анализ вероятности отказа и средней битовой ошибки выполняется для системы с ретранслятором типа ДП при наличии и отсутствии связи в пределах прямой видимости. В оптическом передатчике используется модуляция интенсивности на поднесущей, а в приемнике узла назначения используется метод прямого обнаружения для извлечения сигнала.

Далее будем рассматривать гибридную систему АОЛС/ РЧ, в которой каналы АОЛС и РЧ активируются с более высоким приоритетом для АОЛС.

Система с межпользовательским разнесением, состоящая из узла источника (И), ретранслятора (Р) и узла назначения (Н), показана на рис. 2. Линии передачи АОЛС и РЧ задействуются с использованием механизма переключения при более высоком приоритете для АОЛС. Передача здесь может вестись двумя способами. При невозможности связи на участке прямой видимости И передает сигнал, который принимается и декодируется Р, а затем транслируется к Н. Если же связь на участке прямой видимости возможна, И передает сиг-

налы, которые принимаются Р и Н. Далее ретранслятор передает к Н декодированный сигнал, где для извлечения данных из пары сигналов от И и Р используется схема селективного объединения.

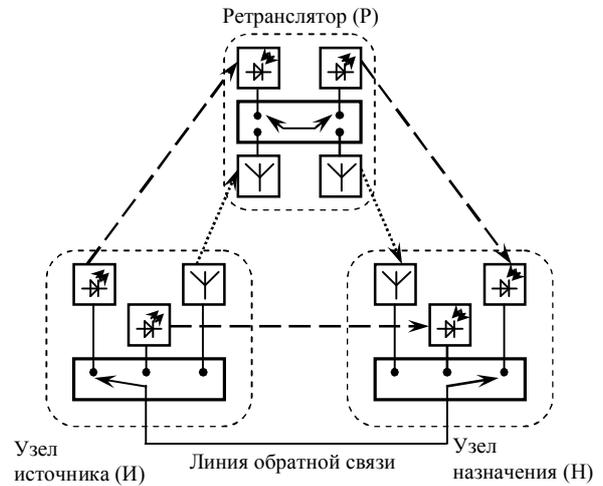


Рис. 2

Двоичные данные, поступающие к узлу источника, преобразуются в фазоманипулированный сигнал, который передается по линии АОЛС или РЧ.

### Модель системы

В предлагаемой системе линия АОЛС использует передатчик с модуляцией интенсивности оптического сигнала и некогерентный приемник. Сигнал PSK модулируется с добавлением смещения по постоянному току, чтобы гарантировать неотрицательность. Интенсивность передаваемого оптического сигнала записывается как [18]

$$I^{АОЛС}(t) = P_{cp} [1 + \mu x(t)], \quad (1)$$

где  $P_{cp}$  - средняя передаваемая оптическая мощность, а  $\mu$  - индекс модуляции ( $0 < \mu < 1$ ), выбираемый с расчетом избежать ограничения излучения, вызванного перемодуляцией.

Для случая со связью на участке прямой видимости принятые сигналы Р и И в случае передачи по линии АОЛС определяются как [1, 18]

$$s_{ИР}^{АОЛС} = P_{cp}^2 \eta_{ИР}^2 \mu_{ИР}^2 \alpha_{ИР} k_{ИР} x + n_{ИР}, \quad (2)$$

$$s_{ИН}^{АОЛС} = P_{cp}^2 \eta_{ИН}^2 \mu_{ИН}^2 \alpha_{ИН} k_{ИН} x + n_{ИН},$$

Данные, передаваемые по линии АОЛС от Р к Н, представляются согласно

$$s_{РН}^{АОЛС} = P_{cp}^2 \eta_{РН}^2 \mu_{РН}^2 \alpha_{РН} k_{РН} x^* + n_{РН},$$

где  $\eta$  - эффективность оптоэлектронного преобразования в оптическом приемнике,  $\alpha$  - ко-

эффицент затухания в канале за счет турбулентности,  $k$  - коэффициент передачи линии АОЛС,  $x$  - информационный сигнал со средней энергией на символ после оптоэлектрического преобразования  $E_s$ ,  $x^*$  - данные, принятые Н,  $n$  - аддитивный белый гауссовский шум с нулевым средним.

Мгновенное  $\gamma_{AB}^{АОЛС}$  и среднее  $\bar{\gamma}_{AB}^{АОЛС}$  значение отношения сигнал/шум передатчика АОЛС определяется как [18]

$$\gamma_{AB}^{АОЛС} = \frac{P_{cp}^2 \eta_{AB}^2 \mu_{AB}^2 E_s \alpha_{AB}^2 k_{AB}}{\sigma_n^2}, \quad (3)$$

$$\bar{\gamma}_{AB}^{АОЛС} = \frac{P_{cp}^2 \eta_{AB}^2 \mu_{AB}^2 E_s k_{AB}}{\sigma_n^2} e^{2\sigma_x^2},$$

где  $AB \in \{\text{ИР, ИН, РН}\}$ .

Выражение для  $\bar{\gamma}_{AB}^{АОЛС}$  получено для логнормальной модели турбулентности в атмосферном канале при условии, что в системе АОЛС отсутствуют ошибки наведения. Коэффициент затухания  $\alpha_{AB}$  имеет функцию плотности вероятности (ФПВ) [19], которую можно записать в виде

$$p_{\alpha_{AB}}(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{8\pi\alpha\sigma_x}} e^{-\frac{[\ln(\alpha) - 2m_x]^2}{8\sigma_x^2}}, \quad (4)$$

где  $m_x$  и  $\sigma_x$  есть среднее значение и дисперсия логнормального распределения соответственно [19]. Мгновенное отношение сигнал/шум линии АОЛС имеет следующую ФПВ:

$$p_{\gamma_{AB}^{АОЛС}}(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{32\pi\sigma_x\gamma}} e^{-\frac{\left[\ln\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{AB}^{АОЛС}}\right)\right]^2}{32\sigma_x^2}}. \quad (5)$$

Интегральная функция распределения (ИФР) определяется как

$$F_{\gamma_{AB}^{АОЛС}}(\gamma) = \int_0^{\gamma} p_{\gamma_{AB}^{АОЛС}}(\gamma) d\gamma = 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\ln\left[\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{AB}^{АОЛС}}\right] + 8\sigma_x^2}{\sqrt{32\sigma_x^2}} \right). \quad (6)$$

При передаче по линии РЧ символы, принятые в Р и Н, моделируются, соответственно, как

$$s_{ИР}^{РЧ} = b_{ИР}x + n_{ИР}, \quad s_{ИН}^{РЧ} = b_{ИН}x + n_{ИН}, \quad (7)$$

$$s_{РН}^{РЧ} = b_{РН}x^* + n_{РН},$$

где  $b_{ИР}$ ,  $b_{ИН}$ ,  $b_{РН}$  - коэффициенты передачи каналов с замираниями. Мгновенное значение отношения сигнал/шум любой РЧ линии может быть выражено как  $\gamma_{AB}^{РЧ} = \bar{\gamma}_{AB}^{РЧ} b_{AB}^2$ , где  $\bar{\gamma}_{AB}^{РЧ}$  - среднее значение отношения сигнал/шум радиочастотной линии, определенное как  $\bar{\gamma}_{AB}^{РЧ} = E_s / \sigma_n^2$ .  $b_{AB}$  - коэффициент передачи в радиочастотном канале с замираниями, имеющий матожидание  $m[b_{AB}^2]$ , нормированное к единице. Вероятностные характеристики коэффициента передачи

РЧ каналов моделируется с использованием  $m$ -распределения Накагами. ФПВ величины  $\gamma_{AB}^{РЧ}$  описывается гамма-распределением [1, 10] и имеет вид:

$$p_{\gamma_{AB}^{РЧ}}(\gamma) = \left[ \frac{m}{\bar{\gamma}_{AB}^{РЧ}} \right]^m \frac{(\gamma)^{m-1}}{\Gamma(m)} e^{-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}_{AB}^{РЧ}}}, \quad (8)$$

где  $\Gamma(\cdot)$  - гамма-функция. ИФР величины  $\gamma_{AB}^{РЧ}$  определяется как

$$F_{\gamma_{AB}^{РЧ}}(\gamma) = \int_0^{\gamma} p_{\gamma_{AB}^{РЧ}}(\gamma) d\gamma = \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma \left( m, \frac{m\gamma}{\bar{\gamma}_{AB}^{РЧ}} \right), \quad (9)$$

где  $\gamma(\cdot, \cdot)$  - нижняя неполная гамма-функция.

Далее определим ФПВ и ИФР для гибридной системы АОЛС/РЧ.

Известно, что селективное объединение является простейшей из возможных схем. Среди сигналов ИН и РН при этом выбирается имеющий самое высокое значение отношения сигнал/шум. Следовательно, отношение сигнал/шум системы  $\gamma_{\Sigma}$  определяется как  $\gamma_{\Sigma} = \max(\gamma_{ИН}, \gamma_{РН})$ . В случае передачи по каналу АОЛС, ИФН величины  $\gamma_{\Sigma}^{АОЛС}$  может быть получена в виде выражения

$$F_{\gamma_{\Sigma}^{АОЛС}}(\gamma) = \left[ 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\ln\left\{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{ИН}^{АОЛС}}\right\} + 8\sigma_x^2}{\sqrt{32\sigma_x^2}} \right) \right] F_{\gamma_{ИРН}^{АОЛС}}(\gamma), \quad (10)$$

где  $F_{\gamma_{ИРН}^{АОЛС}}(\gamma)$  - ИФН величины отношения сигнал/шум в канале И-Р-Н, которая определяется наилучшими условиями передачи среди каналов И-Р и Р-Н, т.е.  $\gamma_{ИРН}^{АОЛС} = \min(\gamma_{ИР}^{АОЛС}, \gamma_{РН}^{АОЛС})$ .

$$F_{\gamma_{ИРН}^{АОЛС}}(\gamma) = 1 - \left( \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\ln\left\{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{ИР}^{АОЛС}}\right\} + 8\sigma_x^2}{\sqrt{32\sigma_x^2}} \right) \right) \times \quad (11)$$

$$\times \left( \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\ln\left\{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{РН}^{АОЛС}}\right\} + 8\sigma_x^2}{\sqrt{32\sigma_x^2}} \right) \right).$$

ФПВ получается за счет дифференцирования ИФН  $\gamma_{\Sigma}^{АОЛС}$  по  $\gamma$ . В результате получаем

$$p_{\gamma_{\Sigma}^{АОЛС}}(\gamma) = \left[ 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\ln\left\{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{ИН}^{АОЛС}}\right\} + 8\sigma_x^2}{\sqrt{32\sigma_x^2}} \right) \right] p_{\gamma_{ИРН}^{АОЛС}}(\gamma) + \quad (12)$$

$$+ \frac{1}{\sqrt{32\sigma_x^2\gamma}} e^{-\frac{\left[\ln\left\{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{ИН}^{АОЛС}}\right\} + 8\sigma_x^2\right]^2}{32\sigma_x^2}} F_{\gamma_{ИРН}^{АОЛС}}(\gamma),$$

где  $p_{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{АОЛС}}}(\gamma)$  - ФПВ величины отношения сигнал/шум в канале И-Р-Н, которая определяется как

$$p_{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{АОЛС}}}(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{32\sigma_x^2\gamma}} e^{-\frac{\left[\ln\left\{\frac{\gamma}{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{АОЛС}}} + 8\sigma_x^2\right\}}{32\sigma_x^2}\right]} + \frac{1}{\sqrt{32\sigma_x^2\gamma}} e^{-\frac{\left[\ln\left\{\frac{\gamma}{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{АОЛС}}} + 8\sigma_x^2\right\}}{32\sigma_x^2}\right]} - (13)$$

$$- \frac{1}{\sqrt{32\sigma_x^2\gamma}} e^{-\frac{\left[\ln\left\{\frac{\gamma}{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{АОЛС}}} + 8\sigma_x^2\right\}}{32\sigma_x^2}\right]} \left[ 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\ln\left\{\frac{\gamma}{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{АОЛС}}} + 8\sigma_x^2\right\}}{\sqrt{32\sigma_x^2}}\right) \right] -$$

$$- \frac{1}{\sqrt{32\sigma_x^2\gamma}} e^{-\frac{\left[\ln\left\{\frac{\gamma}{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{АОЛС}}} + 8\sigma_x^2\right\}}{32\sigma_x^2}\right]} \left[ 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\ln\left\{\frac{\gamma}{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{АОЛС}}} + 8\sigma_x^2\right\}}{\sqrt{32\sigma_x^2}}\right) \right].$$

При передаче по каналу РЧ ИФР отношения сигнал/шум определяется следующим выражением

$$F_{\gamma_{\Sigma}^{\text{РЧ}}}(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma \left( m, \frac{\gamma m}{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}} \right) F_{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}}, \quad (14)$$

где  $F_{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}}(\gamma)$  - ИФН величины отношения сигнал/шум в канале И-Р-Н, которая определяется наихудшими условиями передачи среди каналов И-Р и Р-Н, т.е.  $\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}} = \min(\gamma_{\text{ИР}}^{\text{РЧ}}, \gamma_{\text{РН}}^{\text{РЧ}})$ .

$$F_{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}}(\gamma) = 1 - \left[ \frac{\Gamma\left(m, \frac{\gamma m}{\gamma_{\text{ИР}}^{\text{РЧ}}}\right)}{\Gamma(m)} \right] \cdot \left[ \frac{\Gamma\left(m, \frac{\gamma m}{\gamma_{\text{РН}}^{\text{РЧ}}}\right)}{\Gamma(m)} \right], \quad (15)$$

где  $\Gamma(\cdot, \cdot)$  – верхняя неполная гамма-функция.

ФПВ величины  $\gamma_{\Sigma}^{\text{РЧ}}$  получается за счет дифференцирования ИФН  $\gamma_{\Sigma}^{\text{РЧ}}$  по  $\gamma$ .

$$p_{\gamma_{\Sigma}^{\text{РЧ}}}(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma \left( m, \frac{\gamma m}{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}} \right) p_{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}} +$$

$$+ \left( \frac{m}{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}} \right)^m \frac{\gamma^{m-1}}{\Gamma(m)} e^{-\frac{m\gamma}{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}}} F_{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}}(\gamma), \quad (16)$$

где  $F_{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}}(\gamma)$  определяется согласно (15), а

$p_{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{АОЛС}}}(\gamma)$  - ФПВ величины отношения сигнал/шум в канале И-Р-Н, которая выражается следующим образом:

$$p_{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}}(\gamma) = \left( \frac{m}{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}} \right)^m \frac{\gamma^{m-1}}{\Gamma(m)} e^{-\frac{m\gamma}{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}}} + \left( \frac{m}{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}} \right)^m \frac{\gamma^{m-1}}{\Gamma(m)} e^{-\frac{m\gamma}{\gamma_{\text{РН}}^{\text{РЧ}}}} -$$

$$- \left( \frac{m}{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}} \right)^m \frac{\gamma^{m-1}}{\Gamma(m)} e^{-\frac{m\gamma}{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}}} \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma \left( m, \frac{\gamma m}{\gamma_{\text{РН}}^{\text{РЧ}}} \right) -$$

$$- \left( \frac{m}{\gamma_{\text{РН}}^{\text{РЧ}}} \right)^m \frac{\gamma^{m-1}}{\Gamma(m)} e^{-\frac{m\gamma}{\gamma_{\text{РН}}^{\text{РЧ}}}} \frac{1}{\Gamma(m)} \gamma \left( m, \frac{\gamma m}{\gamma_{\text{ИРН}}^{\text{РЧ}}} \right).$$

Далее определим выражения вероятности отказа и средней битовой ошибки для предлагаемой системы передачи.

Отказ данной линии связи происходит, когда мгновенное значение выходного отношения сигнал/шум становится ниже предварительно определенного порога. При этом система может передавать по линиям АОЛС, если мгновенное отношение сигнал/шум линии АОЛС превышает пороговое значение  $\gamma_{\text{пор}}^{\text{АОЛС}}$ . Если оно падает ниже  $\gamma_{\text{пор}}^{\text{АОЛС}}$ , то система проверит мгновенное отношение сигнал/шум у РЧ-линии, и если последнее превышает пороговое значение  $\gamma_{\text{пор}}^{\text{РЧ}}$ , то для передачи будет задействована линия РЧ. Если же полученные отношения сигнал/шум для каналов АОЛС и РЧ будут ниже соответствующих пороговых значений, система объявит событие «отказ».

Выражение для вероятности отказа определяется как

$$P_o = F_{\gamma_{\Sigma}^{\text{АОЛС}}}(\gamma_{\text{пор}}^{\text{АОЛС}}) F_{\gamma_{\Sigma}^{\text{РЧ}}}(\gamma_{\text{пор}}^{\text{РЧ}}), \quad (18)$$

где  $F_{\gamma_{\Sigma}^{\text{АОЛС}}}(\gamma_{\text{пор}}^{\text{АОЛС}})$  и  $F_{\gamma_{\Sigma}^{\text{РЧ}}}(\gamma_{\text{пор}}^{\text{РЧ}})$  определяются из (10) и (14) соответственно.

Величину средней битовой ошибки будем определять для квадратурной фазовой манипуляции (MPSK) в предположении, что каналы АОЛС и РЧ имеют одинаковую скорость передачи данных. Тогда условная вероятность битовой ошибки при передаче сигналов MPSK при мгновенном отношении сигнал/шум  $\gamma$  на любой линии задается [1],

$$p(e|\gamma) = \frac{1}{\log_2 M} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma} \sin(\pi/M) \sqrt{\log_2 M}) \quad (19)$$

Среднее значение величины битовой ошибки гибридной системы может быть определено исходя из средних битовых ошибок линий АОЛС и РЧ следующим образом:

$$\bar{P}_o = \frac{P_{\Sigma}^{\text{АОЛС}}(\gamma_{\text{пор}}^{\text{АОЛС}}) + F_{\gamma_{\Sigma}^{\text{АОЛС}}}(\gamma_{\text{пор}}^{\text{АОЛС}}) P_{\Sigma}^{\text{РЧ}}(\gamma_{\text{пор}}^{\text{РЧ}})}{1 - P_o}, \quad (20)$$

где  $P_o$  определяется по (18), и  $F_{\gamma_{\Sigma}^{\text{АОЛС}}}(\gamma_{\text{пор}}^{\text{АОЛС}})$  определяются из (10). Битовые ошибки для каналов АОЛС и РЧ, которые обозначены как  $P_{\Sigma}^{\text{АОЛС}}(\gamma_{\text{пор}}^{\text{АОЛС}})$  и  $P_{\Sigma}^{\text{РЧ}}(\gamma_{\text{пор}}^{\text{РЧ}})$  соответственно, определяются далее.

Среднее значение величины битовой ошибки при условии, что  $\gamma_{\Sigma}^{\text{АОЛС}} > \gamma_{\text{пор}}^{\text{АОЛС}}$ , может быть определено как

$$P_{\Sigma}^{\text{АОЛС}}(\gamma_{\text{пор}}^{\text{АОЛС}}) = \int_{\gamma_{\text{пор}}^{\text{АОЛС}}}^{\infty} p(e|\gamma) p_{\gamma_{\Sigma}^{\text{АОЛС}}}(\gamma) d\gamma, \quad (21)$$

где  $p(e|\gamma)$  и  $p_{\gamma_{\Sigma}^{\text{АОЛС}}}(\gamma)$  рассчитываются согласно выражениям (19) и (12) соответственно.

Таким же образом зададим среднюю величину битовой ошибки для линии РЧ, когда  $\gamma_{\Sigma}^{PЧ} > \gamma_{пор}^{PЧ}$  зададим как

$$P_{\Sigma}^{PЧ}(\gamma_{пор}^{PЧ}) = \int_{\gamma_{пор}^{PЧ}}^{\infty} p(e|\gamma) p_{\gamma_{\Sigma}^{PЧ}}(\gamma) d\gamma, \quad (22)$$

где  $p(e|\gamma)$  и  $p_{\gamma_{\Sigma}^{AOLC}}(\gamma)$  рассчитываются по выражениям (19) и (16) соответственно.

Подставляя (21) и (22) в (20), получим величину средней битовой ошибки гибридной системы связи АОЛС/РЧ, использующей ретранслятор для организации разнесения с межпользовательским взаимодействием.

### Численное моделирование

На стадии моделирования примем в качестве исходных данных параметр распределения Накагами  $m = 3$ , тип модуляции BPSK, т.е.  $M = 2$ , дисперсию логнормального распределения  $\sigma_x = 0,25$ , а средние отношения сигнал/шум в каналах будем считать одинаковыми, т.е.  $\bar{\gamma}_{IP}^{PЧ} = \bar{\gamma}_{PH}^{PЧ} = \bar{\gamma}_{IH}^{PЧ} = \bar{\gamma}^{PЧ}$ ,  $\bar{\gamma}_{IP}^{AOLC} = \bar{\gamma}_{PH}^{AOLC} = \bar{\gamma}_{IH}^{AOLC} = \bar{\gamma}^{AOLC}$ .

Результаты проведенного моделирования представлены на рис. 3, где показаны зависимости вероятности отказа от среднего значения отношения сигнал/шум линии АОЛС  $\bar{\gamma}_{\Sigma}^{AOLC}$  для фиксированных  $\gamma_{пор}^{AOLC}$  и  $\gamma_{пор}^{PЧ}$ .

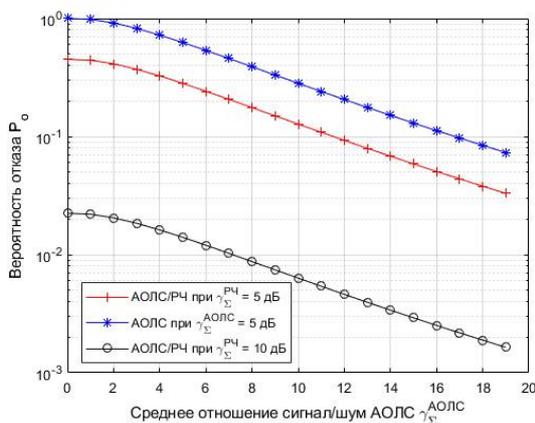


Рис. 3

Даже при низком качестве РЧ канала (то есть  $\bar{\gamma}^{PЧ} = 5$  дБ) предложенная система работает лучше, чем одноканальная система АОЛС. С ростом отношения сигнал/шум в канале РЧ (при  $\bar{\gamma}^{PЧ} = 10$  дБ) наблюдается значительный прирост качества связи.

На рис. 4 показаны зависимости вероятности отказа от среднего значения отношения сигнал/шум линии АОЛС при различных значениях  $m$  и  $\sigma_x$ . Можно видеть, что для случаев

$m = 3$  и  $m = 5$  качество связи практически одинаково. Однако при увеличении  $\sigma_x$  качество связи ожидаемо падает.

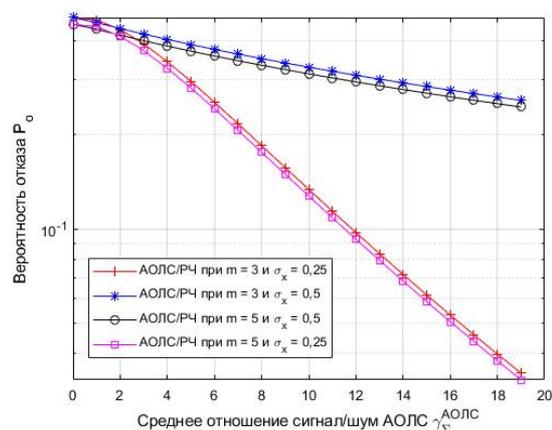


Рис. 4

Ниже на рис. 5 представлена зависимость средней битовой ошибки от среднего значения отношения сигнал/шум линии АОЛС при различных  $\bar{\gamma}^{PЧ}$ .

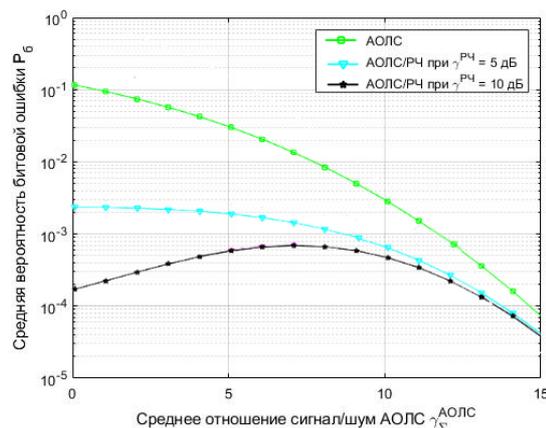


Рис. 5

При низком качестве связи в канале РЧ у гибридной системы вероятность ошибки значительно ниже, чем у одной линии АОЛС. Когда качество связи в канале РЧ возрастает до 10 дБ, наблюдается значительное снижение ошибок, особенно в области с низким отношением сигнал/шум. Это связано с тем, что при низких  $\bar{\gamma}^{AOLC}$  связь поддерживается за счет более частого использования линии РЧ с хорошим качеством канала. С увеличением  $\bar{\gamma}^{AOLC}$  система начинает задействовать низкокачественный канал АОЛС, что приводит к росту вероятности битовой ошибки. При дальнейшем росте  $\bar{\gamma}^{AOLC}$  качество связи в канале АОЛС улучшается, что снова снижает вероятность битовой ошибки.

## Выводы

Из представленных результатов моделирования можно сделать вывод, что гибридная система АОЛС/РЧ работает лучше системы АОЛС даже при низком качестве линий РЧ. Качество связи предлагаемой системы зависит в большей мере от параметра дисперсии каналов АОЛС по сравнению с вероятностью замираний в каналах РЧ.

## Литература

1. Usman M., Yang H.-C., Alouini M.-S. Practical switching-based hybrid FSO/RF transmission and its performance analysis // *IEEE Photonics*. 2014. Vol. 6(5). P. 1–13.
2. Kedar D., Arnon S. Urban optical wireless communication networks: The main challenges and possible solutions// *IEEE Commun.* 2004. Vol. 42. № 5. pp. S2–S7.
3. Willebrand H., Ghuman B. *Free Space Optics: Enabling Optical Connectivity in Today's Networks*. Indianapolis, IN: Sams Publishing, 2002.
4. Andrews L., Phillips R., Hopen C. *Laser Beam Scintillation With Applications*. New York: SPIE Press, 2001.
5. Краснов Р.П. Система атмосферной оптической связи OFDM-типа на базе кода LDPC с перемежением в турбулентном канале // *Вестник Воронежского государственного технического университета*. 2018. Т. 14. № 4. С. 71–76.
6. Uysal M., Li J., Yu M. Error rate performance analysis of coded free-space optical links over gamma-gamma atmospheric turbulence channels, *IEEE Trans // Wireless Commun.* 2006. Vol. 5. № 6. pp. 1229–1233.
7. Navidpour S., Uysal M., Kavehrad M. BER performance of free-space optical transmission with spatial diversity, *IEEE Trans// Wireless Commun.* 2007. Vol. 6. № 8. pp. 2813–2819.
8. User cooperation diversity—Part I: System description / A. Sendonaris, E. Erkip, B. Aazhang, Q. Inc, C. Campbell // *IEEE Trans. Commun.* 2003. Vol. 51. № 11. pp. 1927–1938.
9. User cooperation diversity—Part II: Implementation aspects and performance analysis/ A. Sendonaris, E. Erkip, B. Aazhang, Q. Inc, C. Campbell // *IEEE Trans. Commun.* 2003. Vol. 51. № 11. pp. 1939–1948.
10. Shuba Sharma A.S. Madhukumar, Swaminathan R and Chau Jing Sheng Performance Analysis of Hybrid FSO/RF Transmission for DF Relaying System *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC) 2018*, Barcelona.
11. Diversity combining in hybrid RF/FSO systems with PSK modulation/ N.D. Chatzidiamantis, G.K. Karagiannidis, E.E. Kriezis, M. Matthaiou// *IEEE Int. Conf. on Communications (ICC)*. 2011. pp. 1–6.
12. Usman M., Yang H.C., Alouini M.S. Practical switching-based hybrid FSO/RF transmission and its performance analysis// *IEEE Photon.* 2014. Vol. 6. № 5. pp. 1–13.
13. Performance analysis of hybrid FSO systems using FSO/RF-FSO link adaptation / B. Bag, A. Das, I.S. Ansari, A. Prokeš, C. Bose, A. Chandra // *IEEE Photon.* 2018. Vol. 10. № 3. pp. 1–17.
14. Wenzhe Z., Hranilovic S., Ce S. Soft-switching hybrid FSO/RF links using short-length raptor codes: Design and implementation // *IEEE Sel. Areas Commun.* 2009. Vol. 27. pp. 1698–1708.
15. Mixed RF/FSO relaying with outdated channel state information / G.T. Djordjevic, M.I. Petkovic, A.M. Cvetkovic, G.K. Karagiannidis // *IEEE Sel. Areas Commun.* 2015. Vol. 33. № 9. pp. 1935–1948.
16. Anees S., Bhatnagar M.R. Performance evaluation of decode-and-forward dual-hop asymmetric radio frequency-free space optical communication system // *IET Optoelectron.* 2015. Vol. 9. № 5. pp. 232–240.
17. Singhal N., Bansal A., Kumar A. Performance evaluation of decode-and-forward-based asymmetric SIMO-RF/FSO system with misalignment errors// *IET Commun.* 2017. Vol. 11. № 14. pp. 2244–2252.
18. Diversity combining in hybrid RF/FSO systems with PSK modulation / N. Chatzidiamantis, G. Karagiannidis, E. Kriezis, M. Matthaiou // *Proc. IEEE ICC*. 2011. pp. 1–6.
19. Andrews L.C., Philips R.L. *Laser Beam Propagation Through Random Media*, 2<sup>nd</sup> ed. Bellingham, Washington: SPIE Press, 2005. 820 p.

Поступила 28.11.2019; принята к публикации 14.02.2020

## Информация об авторах

**Краснов Роман Петрович** – канд. техн. наук, доцент кафедры радиотехники, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: rkrasnov@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4065-4557>

**Бобровников Александр Васильевич** – канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры информационной безопасности и сетей связи, Международный институт компьютерных технологий (394026, Россия, г. Воронеж, ул. Солнечная, 29Б), e-mail: bobrownickov.alexander@yandex.ru

## RELIABILITY ANALYSIS OF A HYBRID RADIO-OPTICAL COMMUNICATION SYSTEM WITH A RELAY

R.P. Krasnov<sup>1</sup>, A.V. Bobrovnikov<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

<sup>2</sup>International Institute of Computer Technologies, Voronezh, Russia

**Abstract:** hybrid radio-optical communication systems over atmospheric channels are a perspective solution for high-speed wireless data transmission. The article proposes a new switching scheme for a hybrid free space communication system, including free space optics and radio frequency channels with relay using a decode-and-forward algorithm. With such an or-

ganization of the data transmission system, there is a direct link between the source and destination nodes, at the end point it is assumed to use a selection combining scheme. In particular, the system transmits through the atmospheric optical channel until the instantaneous signal-to-noise ratio of the optical receiver exceeds a predetermined threshold level. If it falls below the threshold, the system switches the data transmission to the radio channel. When describing the statistics of the optical and radio-frequency channels, the log-normal and m-distribution of Nakagami were used, respectively. The article provides closed-form expressions of the cumulative distribution functions and probability density functions for channels of both types, as well as the outage probability in each of the channels and the system as a whole. In addition, using the MATLAB integration functions, an estimate was made of the average bit error rate of the proposed communication system. To confirm the effectiveness of the proposed switching scheme, the communication quality of the hybrid system with the atmospheric optical communication channel is compared

**Key words:** hybrid system, free space optics, radio channel, outage probability, bit error rate

### References

1. Usman M., Yang H.-C., Alouini M.-S. "Practical switching-based hybrid FSO/RF transmission and its performance analysis", *IEEE Photonics J.*, 2014, vol. 6(5), pp. 1–13.
2. Kedar D., Arnon S. "Urban optical wireless communication networks: The main challenges and possible solutions", *IEEE Commun. Mag.*, Jan. 2004, vol. 42, no. 5, pp. S2–S7.
3. Willebrand H. Ghuman B. "Free space optics: enabling optical connectivity in today's networks", Indianapolis, IN: Sams Publishing, 2002.
4. Andrews L., Phillips R., Hopen C. "Laser beam scintillation with applications", New York: SPIE Press, 2001.
5. Krasnov R.P. "OFDM free space optical system based on LDPC code with interleaving in turbulent atmospheric channel", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2018, vol. 14, no. 4, pp. 71-76.
6. Uysal M., Li J., Yu M. "Error rate performance analysis of coded free-space optical links over gamma-gamma atmospheric turbulence channels", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2006, vol. 5, no. 6, pp. 1229–1233.
7. Navidpour S., Uysal M., Kavehrad M. "BER performance of free-space optical transmission with spatial diversity", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2007, vol. 6, no. 8, pp. 2813–2819.
8. Sendonaris A., Erkip E., Aazhang B., Inc Q., Campbell C. "User cooperation diversity—Part I: System description", *IEEE Trans. Commun.*, 2003, vol. 51, no. 11, pp. 1927–1938.
9. Sendonaris A., Erkip E., Aazhang B., Inc Q., Campbell C. "User cooperation diversity—Part II: Implementation aspects and performance analysis", *IEEE Trans. Commun.*, 2003, vol. 51, no. 11, pp. 1939–1948.
10. Shuba Sharma A.S. Madhukumar, Swaminathan R., Chau Jing Sheng "Perormance analysis of hybrid FSO/RF transmission for DF relaying system", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC) 2018*, Barcelona.
11. Chatzidiamantis N.D., Karagiannidis G.K., Kriezis E.E., Matthaiou M. "Diversity combining in hybrid RF/FSO systems with PSK modulation", *IEEE Int. Conf. on Communications (ICC)*, 2011, pp. 1–6.
12. Usman M., Yang H.C., Alouini M.S. "Practical switching-based hybrid FSO/RF transmission and its performance analysis", *IEEE Photon. J.*, 2014, vol. 6, no. 5, pp. 1–13.
13. Bag B., Das A., Ansari I.S., Prokeš A., Bose C., Chandra A. "Performance analysis of hybrid FSO systems using FSO/RF-FSO link adaptation", *IEEE Photon. J.*, 2018, vol. 10, no. 3, pp. 1–17.
14. Wenzhe Z., Hranilovic S., Ce S. "Soft-switching hybrid FSO/RF links using short-length raptor codes: Design and implementation", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 2009, vol. 27, pp. 1698–1708.
15. Djordjevic G.T., Petkovic M.I., Cvetkovic A.M., Karagiannidis G.K. "Mixed RF/FSO relaying with outdated channel state information", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 2015, vol. 33, no. 9, pp. 1935–1948.
16. Anees S., Bhatnagar M.R. "Performance evaluation of decode-and-forward dual-hop asymmetric radio frequency-free space optical communication system", *IET Optoelectron.*, 2015, vol. 9, no. 5, pp. 232–240.
17. Singhal N., Bansal A., Kumar A. "Performance evaluation of decode-and-forward-based asymmetric SIMO-RF/FSO system with misalignment errors", *IET Commun.*, 2017, vol. 11, no. 14, pp. 2244–2252.
18. Chatzidiamantis N., Karagiannidis G., Kriezis E., Matthaiou M. "Diversity combining in hybrid RF/FSO systems with PSK modulation", in *Proc. IEEE ICC*, Jun. 2011, pp. 1–6.
19. Andrews L.C., Philips R.L. "Laser beam propagation through random media", 2<sup>nd</sup> ed., Bellingham, Washington: SPIE Press, 2005, 820 p.

Submitted 28.11.2019; revised 14.02.2020

### Information about the authors

**Roman P. Krasnov**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia) e-mail: rpkrasnov@gmail.com, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4065-4557>.  
**Aleksandr V. Bobrovnikov**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, International Institute of Computer Technology (29B Solnechnaya st., Voronezh 394026, Russia), e-mail: bobrownickov.alexander@yandex.ru

## УСТРОЙСТВО ВЫЯВЛЕНИЯ ЗОН УВЕРЕННОГО ПРИЕМА СЛУЖЕБНЫХ РАДИОСТАНЦИЙ ВБЛИЗИ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ

С.В. Бирюков<sup>1,2</sup>, А.В. Тюкин<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Омский государственный технический университет, г. Омск, Россия

<sup>2</sup>Сибирский автомобильно-дорожный университет, г. Омск, Россия

**Аннотация:** рассматриваются вопросы построения устройства для выявления зон уверенного приема портативных радиостанций. Для этого исследуется двухкоординатный цилиндрический электроиндукционный датчик составляющих вектора напряженности низкочастотного электрического поля. В результате исследований выявлено два возможных варианта построения датчика напряженности электрического поля. Первый вариант датчика, состоящий из двух пар чувствительных элементов в форме цилиндрических сегментов, имеет положительную погрешность и малую чувствительность. У второго датчика, состоящего из двух пар составных чувствительных электродов, каждый из которых объединяет два чувствительных элемента, погрешность отрицательная, а чувствительность в 1,41 раза выше, чем у первого. Оба датчика при погрешности  $\pm 4\%$  могут работать в пространственном диапазоне  $a \leq 0.5$ , не превышая этой погрешности. Пространственный диапазон измерения  $a$  определяется расстоянием до источника поля  $d=2R$ , где  $R$  – радиус цилиндрического основания датчика. Для обнаружения зон уверенного приема переносных радиостанций с большей степенью вероятности целесообразней использовать датчики второго варианта исполнения, обладающие большей чувствительностью и отрицательной погрешностью. Таким образом, исследованные в работе датчики позволяют создать устройства выявления зон уверенного приема портативных радиостанций

**Ключевые слова:** зоны уверенного приема, цилиндрический датчик составляющих вектора напряженности электрического поля, однородное поле, линейный электрический заряд, напряженность электрического поля, чувствительный элемент, погрешность от неоднородности поля, пространственный диапазон измерения, электрометрические измерения

### Введение

Высоковольтные линии электропередач (ЛЭП) создают в окружающем пространстве сильные низкочастотные электромагнитные поля, негативно влияющие на каналы радиосвязи. Этим вопросам уделяется мало внимания как в научно-технической, так и учебной литературе.

Чаще всего в научно-технической литературе можно встретить вопросы негативного влияния низкочастотных электромагнитных полей ЛЭП на технические и биологические объекты, экологию и др. Этим вопросам посвящено большое количество нормативных документов по регламентации расположения ЛЭП вблизи жилых зон, крупных производств и др.

В то же время в зонах воздействия ЛЭП 330, 750 и 1150 кВ оказываются большое количество радиосистем и радиокомплексов. К ним можно отнести портативные и служебные радиостанции, которые поддерживают радиосвязь центральных диспетчеров важных объектов инфраструктуры таких, как скорая помощь, полиция, пожарные, обслуживающий персонал газопроводов и других. Наличие электромаг-

нитных помех проявляется в виде тресков и шумов от ЛЭП, что приводит к невозможности обеспечения радиосвязи.

Одним из решений описанных проблем может быть метод отыскания зон с пониженной напряженностью электромагнитного поля ЛЭП, из которых можно осуществлять радиосвязь. Согласно рис. 1 [1-3] такие зоны под ЛЭП существуют. К ним можно отнести зону непосредственно под ЛЭП, зону вблизи 10 м от ЛЭП и зону на расстоянии более 40 м от ЛЭП. Автор [1] утверждает, что под ЛЭП на высоте 2 м существует преимущественно вертикальная составляющая электромагнитного поля. Другой особенностью электромагнитного поля ЛЭП является то, что поле низкочастотное и это позволяет раздельно рассматривать электрическую и магнитную составляющие. Кроме этого ЛЭП передают в большей степени электрические напряжения, чем электрические токи, поэтому вокруг них присутствует только электрическая составляющая электромагнитного поля, т.е. электрическое поле, относящееся к квазистатическому. Эти особенности электромагнитного поля ЛЭП необходимо учитывать при разработке датчика электромагнитного поля и устройства на его основе.

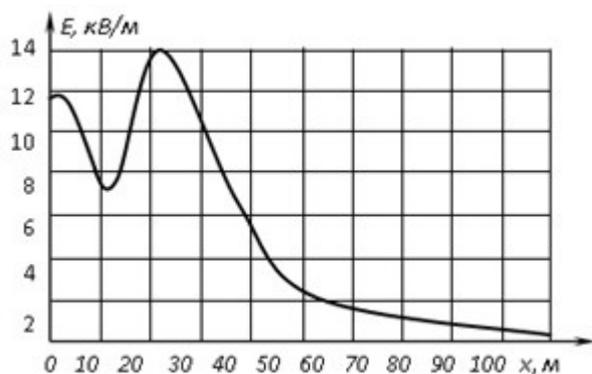


Рис. 1. Профиль электрического поля ЛЭП-750 кВ на высоте 2 м над землей

В связи с тем, что электрическое поле ЛЭП радиальное, т.е. имеет две составляющие, то целесообразней всего для построения устройства выявления зон уверенного приема использовать одно- или двухкоординатные электроиндукционные датчики цилиндрической формы. Выбор одно- или двухкоординатного датчика определяется областью пространства измерения напряженности электрического поля под ЛЭП [3]. В любом случае, какой бы датчик не был выбран, он должен обладать определенными метрологическими характеристиками, основными из которых являются его погрешность и чувствительность. В связи с этим необходимо решить задачу взаимодействия проводящей поверхности электроиндукционного цилиндрического датчика с электрическими полями различной неоднородности и установить взаимосвязь конструктивных элементов датчика с его погрешностью и чувствительностью.

Для этого рассмотрим два вида электрических полей, которые можно отнести к граничным случаям: однородное электрическое поле и поле линейного заряда, обладающего сильной неоднородностью в радиальной плоскости. Однородное поле является эталонным, позволяющим оценить основную погрешность датчика и устройства на его основе. Поле линейного заряда позволит оценить дополнительную предельную погрешность датчика от неоднородности электрического поля, так как предположительно в других неоднородных полях эта погрешность будет меньше, чем в поле линейного заряда.

Далее в данной работе будем рассматривать устройство выявления зон уверенного приема служебных радиостанций вблизи высоковольтных ЛЭП, в основе которого для общности лежит двухкоординатный электроиндукционный цилиндрический датчик напряженности электрического поля.

### Датчик напряженности электрического поля

Датчик рис. 2 представляет собой проводящий цилиндр 1 радиусом  $R$  и высотой  $h$ , на боковой поверхности которого на двух координатных осях  $x$  и  $y$  попарно располагаются проводящие чувствительные элементы в форме цилиндрических сегментов с угловым размером  $\theta_0$ . Предельный угловой размер чувствительных элементов составляет  $\theta_0 \leq \pi/4$ . Таким образом, на координатной оси  $x$  диаметрально противоположно расположена пара чувствительных элементов 2 и 4, а по оси  $y$  - 3 и 5. Чувствительные элементы изолированы от проводящего цилиндра слоем диэлектрика, а между собой воздушным промежутком  $2b$  рис. 2,б.

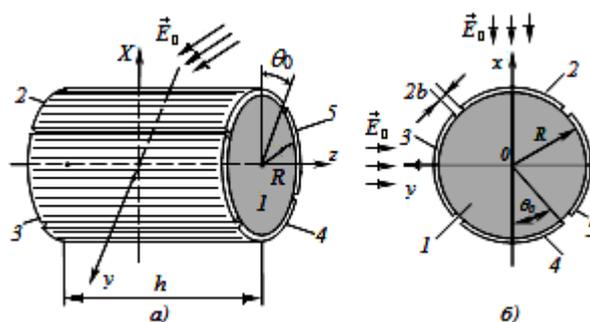


Рис. 2. Цилиндрический двухкоординатный датчик напряженности электрического поля: а) общий вид; б) вид с боку

Чувствительные элементы 2, 4 и 3, 5 представляют собой тонкий проводящий слой толщиной порядка  $10 \div 100$  мкм, нанесенный методами нанотехнологий на боковую поверхность проводящего цилиндра, а его радиус и длина совпадают с размерами проводящего цилиндра.

Пологая, что толщина чувствительных элементов и их расстояние от проводящего цилиндра много меньше его радиуса  $R$ , можно считать, что чувствительные элементы и проводящий цилиндр, лежащий в основе датчика, имеют равные потенциалы (для этого будут приняты специальные меры), а датчик представляет собой единую проводящую цилиндрическую поверхность.

При внесении такого датчика в электрическое поле на его чувствительных элементах индуцируются электрические заряды, пропорциональные напряженности электрического поля. Для определения величин этих зарядов, необходимо знать распределение плотности зарядов, индуцированных на боковой поверхности проводящего цилиндра однородным и неоднородным электрическим полем линейного заряда.

### Проводящий цилиндр в полях различной неоднородности

Для нахождения поверхностной плотности заряда представим на рис. 3 сечение проводящего цилиндра, находящегося в поперечном однородном или неоднородном электрическом поле и произвольную точку наблюдения  $A$  вне цилиндра, задаваемую цилиндрическими координатами  $r$  и  $\theta$ .

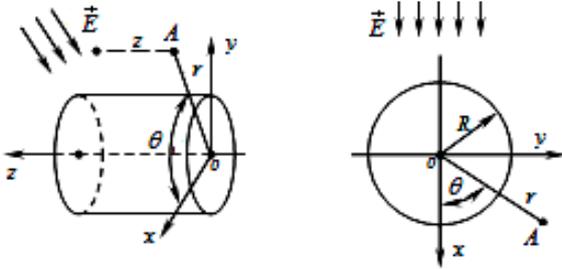


Рис. 3. Проводящий цилиндр в однородном электрическом поле  $\vec{E}$

Опишем электрическое поле, вне проводящего цилиндра для произвольной точки наблюдения  $A$  ( $r > R$ ), с помощью потенциала  $\varphi = \varphi(r, \theta)$ , удовлетворяющего двумерному уравнению Лапласа в полярных координатах, который обращается в нуль на поверхности проводящего цилиндра  $r=R$ .

Тогда для однородного поля несложно получить зависимость потенциала результирующего поля от пространственных переменных, которая примет вид [4]:

$$\varphi = -E_0 \cdot r \cdot \left(1 - \frac{R^2}{r^2}\right) \cdot \cos \theta . \quad (1)$$

Градиент потенциала, определяемого выражением (1), позволяет найти вектор напряжённости результирующего поля:

$$\vec{E} = -grad\varphi = \left(-\vec{e}_r \frac{\partial \varphi}{\partial r} + \vec{e}_\alpha \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi}{\partial \theta} + \vec{e}_z \frac{\partial \varphi}{\partial z}\right). \quad (2)$$

Если взять производные согласно выражению (2) по соответствующим координатным осям от потенциала, определяемого выражением (1), то можно найти составляющие вектора напряжённости результирующего электрического поля:

$$E_r = E_0 \cdot \left(1 + \frac{a^2}{r^2}\right) \cdot \cos \alpha, E_\alpha = -E_0 \left(1 - \frac{a^2}{r^2}\right) \cdot \sin \alpha, E_z = 0. \quad (3)$$

Из выражений (3) следует, что на поверхности проводящего цилиндра  $r=R$  касательные составляющие вектора напряжённости одно-

родного электрического поля обращаются в нуль, а радиальная компонента  $E_r$  определяет величину поверхностной плотности индуцированного электрического заряда:

$$\sigma = \sigma(\theta) = 2\varepsilon\varepsilon_0 E_0 \cdot \cos \theta . \quad (4)$$

Проводя аналогичные исследования в *неоднородном поле*, получим выражение для поверхностной плотности электрического заряда на боковой поверхности проводящего цилиндра, находящегося в поле линейного заряда, параллельного оси цилиндра [4]

$$\sigma = \sigma(\theta) = -\varepsilon\varepsilon_0 \frac{1}{a} \cdot \left[1 - \frac{(1-a^2)}{(1-2a \cos \theta + a^2)}\right] E_0, \quad (5)$$

где в формулах (4) и (5):  $\varepsilon$  - диэлектрическая проницаемость окружающей среды;  $\varepsilon_0$  - диэлектрическая постоянная;  $a=R/d$  - параметр, характеризующий степень неоднородности поля и определяющий пространственный диапазон измерения (относительное расстояние от центра цилиндра до источника ЭП);  $R$  - радиус цилиндра;  $d$  - расстояние между осью симметрии цилиндра и осью линейного заряда;  $\theta$  - угол между координатной осью  $x$  и положением точки на боковой поверхности цилиндра;  $E_0 = \tau/2\pi\varepsilon_0 d$  - напряжённость исходного ЭП, создаваемого равномерно заряженной прямой линейной нити, имеющей поверхностную плотность заряда  $\tau$  в точке с координатами  $\rho = 0, \theta = 0, z = 0$  в отсутствие проводящего цилиндра.

### Двухкоординатный цилиндрический датчик в однородном электрическом поле

Воспользовавшись соотношениями (4) и (5) определим электрические заряды, индуцированные на чувствительных элементах датчика. Для этого рассмотрим чувствительные элементы 2 и 4, находящиеся, например, на координатной оси  $x$  датчика, и определим на них индуцированные электрические заряды (см. рис. 2).

Электрический заряд, который приобретет изолированный проводящий цилиндр в однородном электрическом поле, определится выражением [5]

$$Q = \iint_S \sigma \cdot dS, \quad (6)$$

где  $\sigma$  - поверхностная плотность заряда, определяемая выражениями (4);

$$dS = R \cdot d\theta \cdot dz \quad (7)$$

- элемент цилиндрической поверхности, выраженный в полярной системе координат;  $R$

– радиус цилиндрического электрода;  $\alpha$  – угол полярной системы координат;  $dz$  – элемент оси  $z$  совпадающей с осью симметрии цилиндра и изменяющийся от  $\theta$  до  $h$ ;  $h$  – высота цилиндра.

Воспользовавшись выражениями (4), (6) и (7), найдем заряды, индуцированные *однородным электрическим полем* на поверхностях цилиндрических чувствительных элементах 2 и 4 по оси  $x$ , и 3 и 5 по оси  $y$  (см. рис. 2), воспринимающих составляющие  $\vec{E}_x(t)$  и  $\vec{E}_y(t)$  вектора  $\vec{E}_0(t)$  напряженности электрического

$$Q_2^0(t) = - \int_{0-\theta_0}^{h+\theta_0} 2\varepsilon\varepsilon_0 E_0(t) \cos\theta \cdot R \cdot d\theta \cdot dz = -4\varepsilon\varepsilon_0 R \cdot h \cdot \sin\theta_0 \cdot E_x(t); \quad (8)$$

$$Q_4^0(t) = + \int_{0-\theta_0}^{h+\theta_0} 2\varepsilon\varepsilon_0 E_0(t) \cos\theta \cdot R \cdot d\theta \cdot dz = +4\varepsilon\varepsilon_0 R \cdot h \cdot \sin\theta_0 \cdot E_y(t);$$

$$Q_3^0(t) = - \int_{0-\theta_0}^{h+\theta_0} 2\varepsilon\varepsilon_0 E_0(t) \cos\theta \cdot R \cdot d\theta \cdot dz = -4\varepsilon\varepsilon_0 R \cdot h \cdot \sin\theta_0 \cdot E_x(t); \quad (9)$$

$$Q_5^0(t) = + \int_{0-\theta_0}^{h+\theta_0} 2\varepsilon\varepsilon_0 E_0(t) \cos\theta \cdot R \cdot d\theta \cdot dz = +4\varepsilon\varepsilon_0 R \cdot h \cdot \sin\theta_0 \cdot E_y(t).$$

Из выражений (8) и (9) следует, что заряды, индуцированные на проводящих поверхностях чувствительных элементов датчика, зависят от его конструктивных размеров ( $R$ ,  $h$  и  $\theta_0$ ). Заряды также пропорциональны составляющим  $E_x(t)$  и  $E_y(t)$  напряженности однородного электрического поля  $\vec{E}_0(t)$ . В связи с этим при постоянстве  $R$ ,  $h$  и  $\theta_0$  индуцированные заряды можно рассматривать как меру напряженности поля.

Чувствительные элементы, противоположно расположенные на одной координатной оси, образуют двойной датчик. При дифференциальном включении чувствительных элементов датчика его суммарный заряд  $Q_{\text{диф.}}^0(t)$  и чувствительность увеличиваются вдвое

$$Q_{\text{диф.},x}^0(t) = (Q_4^0) - (-Q_2^0) = 8\varepsilon\varepsilon_0 R \cdot h \cdot \sin\theta_0 \cdot E_x(t) \quad (10)$$

$$Q_{\text{диф.},y}^0(t) = (Q_5^0) - (-Q_3^0) = 8\varepsilon\varepsilon_0 R \cdot h \cdot \sin\theta_0 \cdot E_y(t) \quad (11)$$

В формулах (8) - (11):

$$E_x(t) = E_0(t) \cos\alpha; \quad E_y(t) = E_0(t) \cos\beta, \quad (12)$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  - направляющие косинусы между вектором  $\vec{E}_0(t)$  и координатными осями  $x$  и  $y$  датчика соответственно, для которых выполняется условие

$$\cos^2\alpha + \cos^2\beta = 1. \quad (13)$$

С учетом выражений (10) - (13) заряд, пропорциональный модулю вектора напряженности электрического поля, будет определяться как

$$Q^0(t) = \sqrt{[Q_{\text{диф.},x}^0(t)]^2 + [Q_{\text{диф.},y}^0(t)]^2} = 8\varepsilon\varepsilon_0 R \cdot h \cdot \sin\theta_0 \cdot \sqrt{[E_x(t)]^2 + [E_y(t)]^2} = 8\varepsilon\varepsilon_0 R \cdot h \cdot \sin\theta_0 \cdot E_0(t)$$

$$\text{где } G_{\text{диф.}}^0 = \frac{dQ^0}{dE} = 8\varepsilon\varepsilon_0 R \cdot h \cdot \sin\theta_0 \quad (14)$$

- чувствительность датчика.

Выражение (14) устанавливает зависимость чувствительности датчика от его линейных (радиус  $R$  и высота  $h$ ) и угловых ( $\theta_0$ ) размеров как цилиндрического корпуса, так и чувствительных элементов. Это же выражение показывает независимость чувствительности датчика от расстояния до источника поля, поскольку считается, что в однородном поле источник удален в бесконечность.

Таким образом, при постоянстве геометрических размеров цилиндрического корпуса и чувствительных элементов датчика в процессе измерения его чувствительность остаётся неизменной. В однородном электрическом поле это условие выполняется.

### Двухкоординатный цилиндрический датчик в неоднородном поле линейного заряда

Пусть датчик находится в электрическом поле линейного заряда  $\tau$  рис. 4.

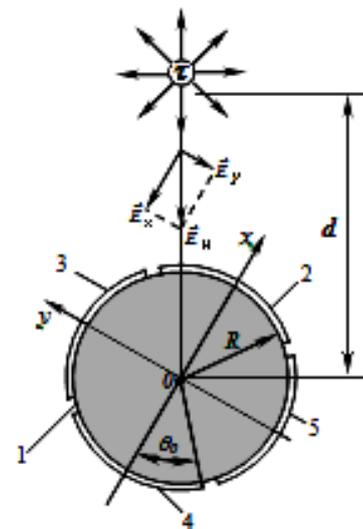


Рис. 4. Цилиндрический двухкоординатный датчик напряженности электрического поля в поле линейного заряда  $\tau$

Под линейным зарядом будем понимать равномерно заряженную прямолинейную нить, имеющую плотность электрического заряда  $\tau$  на единицу длины.

Найдем заряды, индуцированные на поверхностях цилиндрических чувствительных элементах 2 и 4 по оси  $x$ , и 3 и 5 по оси  $y$  (см. рис. 2), воспринимающие составляющие  $\vec{E}_x(t)$  и  $\vec{E}_y(t)$  вектора  $\vec{E}_H(t)$  напряженности неоднородного электрического поля. Для этого подставим в выражение (6) выражение (5) для плотности электрического заряда на проводящей цилиндрической поверхности, находящейся вблизи линейного заряда [6]

$$Q_2^H(t) = -\int_{0-\theta_0}^{h+\theta_0} \sigma(\theta) \cdot R \cdot d\theta \cdot dz = -4\epsilon\epsilon_0 R \cdot h \cdot \left\{ \frac{1}{2a} \cdot \left[ \theta_0 - 2 \arctan\left(\frac{1+a}{1-a} \tan \frac{\theta_0}{2}\right) \right] \right\} E_x(t); \quad (15)$$

$$Q_4^H(t) = +\int_{0+\theta}^{h\pi-\theta_0} \sigma(\theta) \cdot R \cdot d\theta \cdot dz = +4\epsilon\epsilon_0 R \cdot h \cdot \left\{ -\frac{1}{2a} \cdot \left[ \theta_0 - 2 \arctan\left(\frac{1-a}{1+a} \tan \frac{\theta_0}{2}\right) \right] \right\} E_x(t);$$

$$Q_3^H(t) = -\int_{0-\theta_0}^{h+\theta_0} \sigma(\theta) \cdot R \cdot d\theta \cdot dz = -4\epsilon\epsilon_0 R \cdot h \cdot \left\{ \frac{1}{2a} \cdot \left[ \theta_0 - 2 \arctan\left(\frac{1+a}{1-a} \tan \frac{\theta_0}{2}\right) \right] \right\} E_y(t); \quad (16)$$

$$Q_5^H(t) = +\int_{0+\theta}^{h\pi-\theta_0} \sigma(\theta) \cdot R \cdot d\theta \cdot dz = +4\epsilon\epsilon_0 R \cdot h \cdot \left\{ -\frac{1}{2a} \cdot \left[ \theta_0 - 2 \arctan\left(\frac{1-a}{1+a} \tan \frac{\theta_0}{2}\right) \right] \right\} E_y(t);$$

Из выражений (15) и (16) следует, что заряды, индуцированные на проводящих поверхностях чувствительных элементов датчика неоднородным полем, зависят уже не только от его конструктивных размеров ( $R$ ,  $h$  и  $\theta_0$ ), но и от пространственного диапазона  $a=R/d$  ( $R$  – радиус цилиндрического датчика,  $d$  – расстояние от оси симметрии датчика до источника поля). И в этом случае заряды пропорциональны составляющим  $E_x(t)$  и  $E_y(t)$  вектора напряженности неоднородного электрического поля  $\vec{E}_H(t)$ .

Дифференциальное включение датчика позволяет снять с его чувствительных элементов суммарный заряд

$$Q_{\text{диф},x}^H = (Q_4^H) - (-Q_2^H) = 8\epsilon\epsilon_0 R \cdot h \cdot \left\{ \frac{1}{2a} \cdot \left[ \arctan\left(\frac{1+a}{1-a} \tan \frac{\theta_0}{2}\right) - \arctan\left(\frac{1-a}{1+a} \tan \frac{\theta_0}{2}\right) \right] \right\} E_x(t); \quad (17)$$

$$Q_{\text{диф},y}^H = (Q_5^H) - (-Q_3^H) = 8\epsilon\epsilon_0 R \cdot h \cdot \left\{ \frac{1}{2a} \cdot \left[ \arctan\left(\frac{1+a}{1-a} \tan \frac{\theta_0}{2}\right) - \arctan\left(\frac{1-a}{1+a} \tan \frac{\theta_0}{2}\right) \right] \right\} E_y(t); \quad (18)$$

С учетом выражений (10), (11), (17) и (18) заряд, пропорциональный модулю вектора напряженности электрического поля, будет определяться как

$$Q^H(t) = \sqrt{[Q_{\text{диф},x}^H(t)]^2 + [Q_{\text{диф},y}^H(t)]^2} = 8\epsilon\epsilon_0 R \cdot h \cdot \left\{ \frac{1}{2a} \cdot \left[ \arctan\left(\frac{1+a}{1-a} \tan \frac{\theta_0}{2}\right) - \arctan\left(\frac{1-a}{1+a} \tan \frac{\theta_0}{2}\right) \right] \right\} E_0(t); \quad (19)$$

где

$$G_{\text{диф}}^H = \frac{dQ_{\text{диф}}^H(t)}{dE_0(t)} = 8\epsilon\epsilon_0 R \cdot h \cdot \left\{ \frac{1}{2a} \cdot \left[ \arctan\left(\frac{1+a}{1-a} \tan \frac{\theta_0}{2}\right) - \arctan\left(\frac{1-a}{1+a} \tan \frac{\theta_0}{2}\right) \right] \right\} \quad (20)$$

- чувствительность датчика.

Из выражения (20) следует, что чувствительность датчика, помещенного в неоднородное поле линейного заряда, определяется не только геометрическими размерами цилиндрического корпуса и чувствительных элементов датчика, но и относительным расстоянием  $a=R/d$  до источника поля ( $R$  – радиус цилиндрического корпуса датчика,  $d$  – расстояние от оси симметрии датчика до линейного заряда). Следовательно, чувствительность датчика, находящегося в неоднородном поле не остаётся постоянной, а зависит от расстояния до источника поля. Наличие этой зависимости приводит к дополнительной погрешности датчика от неоднородности электрического поля. Оценим эту погрешность. Для этого воспользуемся выражениями (14) и (20), в которых предельный угловой размер  $\theta_0$  чувствительного элемента будем выбирать из диапазона  $0 < \theta_0 \leq \pi/4$ .

$$\delta(a) = \frac{G_{\text{диф}}^H - G_{\text{диф}}^O}{G_{\text{диф}}^O} \times 100 = \left[ \frac{\left[ \arctan\left(\frac{1+a}{1-a} \tan \frac{\theta_0}{2}\right) - \arctan\left(\frac{1-a}{1+a} \tan \frac{\theta_0}{2}\right) \right]}{2a \cdot \sin \theta_0} - 1 \right] \times 100 \quad (21)$$

Воспользовавшись выражением (21), проведем оптимизацию углового размера чувствительных элементов двухкоординатного датчика с точки зрения минимума погрешности датчика и максимума пространственного диапазона измерения. Для этого с помощью математического редактора MathCAD 14, построим графики погрешности  $\delta(a, \theta_0)$  от неоднородности поля в зависимости от пространственного диапазона  $a$  при различных значениях углового размера  $\theta_0$  чувствительного элемента. Графики погрешно-

сти  $\delta(a, \theta_0)$  представлены на рис. 5.

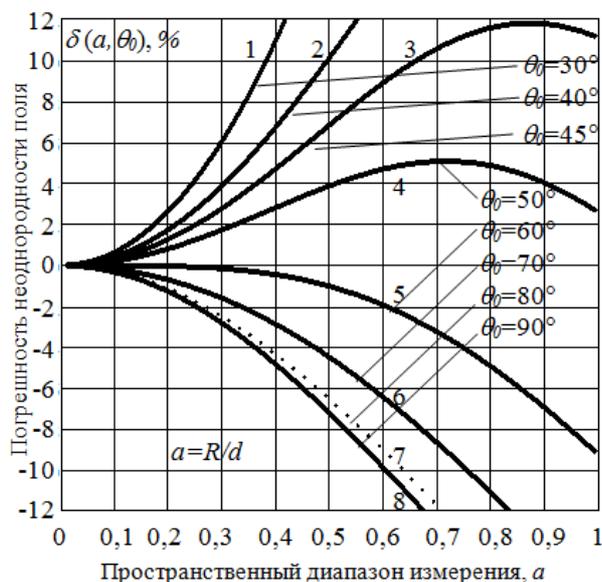


Рис. 5. Графики погрешности от неоднородности поля в зависимости от параметра  $a$  для заданных угловых размеров чувствительных электродов  $\theta_0$

Согласно графикам 1-3, соответствующим условию  $0 < \theta_0 \leq \pi/4$ , погрешность двухкоординатного датчика от неоднородности электрического поля положительна в пространственном диапазоне измерения  $0 < a < 1$ . Отсюда следует, что выходной сигнал датчика будет пропорционален завышенным значениям напряженности электрического поля, что может приводить к не обнаружению зоны уверенного приёма радиостанции. Графики 1-3 показывают, что только при угловом размере чувствительных элементов  $\theta_0 = 45^\circ$  (график 3) погрешность датчика имеет меньшее значение при более широком пространственном диапазоне измерения. График погрешности 3, соответствующий этому угловому размеру чувствительного элемента, практически во всем пространственном диапазоне измерения  $0 < a < 1$  не выходит за пределы +12%. Этим же графиком следует руководствоваться при выборе меньшей погрешности датчика, и установления ограниченного пространственного диапазона измерений для неё. Так, например, для погрешности  $\delta = 3\%$  пространственный диапазон  $a \leq 0.3$ . Из рис. 5 видно (графики 4-8), что при угловых размерах чувствительных элементов  $\theta_0 > 45^\circ$  погрешность датчика уменьшается и переходит из области положительных значений в область с отрицательными значениями погрешности. Однако при  $\theta_0 > 45^\circ$  чувствительные элементы будут накла-

дываться друг на друга. Следует также отметить, что при  $\theta_0 > 45^\circ$  не только уменьшается погрешность, но и увеличивается чувствительность датчика (14). Согласно (14) максимум чувствительности наблюдается при  $\theta_0 = 90^\circ$  [7]. В случае выявления зон уверенного приема служебных радиостанций вблизи высоковольтных ЛЭП и других источников низкочастотного электрического поля чувствительность датчика имеет критичное значение. Следовательно, нужно найти такое техническое решение для построения датчика, при котором датчик обладал бы максимальной чувствительностью при исключении наложения его чувствительных элементов. И такое техническое решение автором было найдено [8]. Оно заключается в том, что в датчике, представленном на рис. 2, его координатные оси разворачивают на  $45^\circ$ . Датчик с разворотом координатных осей представлен на рис. 6.

На рис. 6 оси  $x'$  и  $y'$  - старые координатные оси датчика. Такой разворот координатных осей позволяет сформировать двухкоординатный датчик, у которого каждый чувствительный электрод состоит из двух чувствительных элементов.

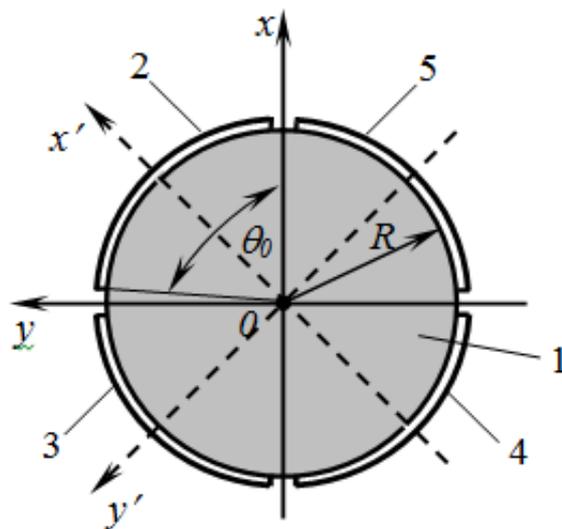


Рис. 6. Двухкоординатный датчик с поворотом координатных осей на  $45^\circ$

Так по координатной оси  $x$  диаметрально противоположно расположены две пары чувствительных электродов, состоящих из чувствительных элементов 2, 5 и 3, 4, а по оси  $y$  - две пары чувствительных электродов, состоящих из чувствительных элементов 2, 3 и 4, 5. Такое объединение чувствительных элементов

в чувствительные электроды позволяет обеспечить им угловой размер равным  $\theta_0 \approx 90^\circ$ . Неравенство  $\theta_0 \neq 90^\circ$  объясняется наличием воздушного промежутка  $2b$  рис. 2,б между чувствительными элементами. Таким образом, в этом исполнении датчик будет иметь увеличенную чувствительность (14)

$$k = \frac{G_{\text{диф}}^0(90^\circ)}{G_{\text{диф}}^0(45^\circ)} = \frac{1}{\sqrt{2}/2} = \sqrt{2} \approx 1,41 \text{ раза.} \quad (22)$$

Все приведенные выше расчеты применимы к датчику в новом исполнении, включая его погрешность, определяемую выражением (21). На рис. 5 этой погрешности соответствует график 8. Согласно графику 8 рис. 5 для  $\theta_0=90^\circ$  погрешность датчика от неоднородности электрического поля отрицательна в пространственном диапазоне измерения  $0 < a < 0,67$  не выходит за пределы минус 12% [9, 10]. Отсюда следует, что выходной сигнал датчика будет пропорционален заниженным значениям напряженности электрического поля, что позволит не пропустить зону уверенного приема радиостанции.

Графиком 8 рис. 5 следует руководствоваться при выборе меньшей погрешности датчика, и установления для него ограниченного пространственного диапазона измерений. Так, например, для погрешности  $\delta = -3\%$  пространственный диапазон составит  $a \leq 0,32$ . При этом он будет шире, чем для датчика в первом исполнении.

Двухкоординатный датчик подключается к измерительной цепи устройства согласно функциональной схеме. На функциональной схеме съём электрических зарядов с чувствительных элементов датчика осуществляется через интеграторы тока (усилители заряда). Интеграторы тока обеспечивают выполнение ранее оговоренного дополнительного условия эквипотенциальности поверхностей чувствительных элементов и проводящего цилиндрического основания датчика в связи с равенством нулю его входного сопротивления.

За объединение чувствительных элементов 2-5 датчика в чувствительные электроды на функциональной схеме отвечают сумматоры 1 и 2. На выходах сумматоров формируются напряжения  $U_x(t)$  и  $U_y(t)$ , пропорциональные соответствующим составляющим вектора напряженности электрического поля  $E_x(t)$  и  $E_y(t)$ . Микроконтроллер на функциональной схеме отвечает за геометрическое суммирование напряжений  $U_x(t)$  и  $U_y(t)$ . На выходе микроконтроллера формируется цифровой выход-

ной сигнал, поступающий на цифровое отсчетное устройство (ЦОУ), количественно отображающее информацию о наличии (отсутствии) уверенных зон приема портативных радиостанций.

Датчик устройства отображающего зоны уверенного приема для радиостанций закрепляется на телескопической штанге, выдвигающейся из измерительного устройства. Конструктивное исполнение датчика с телескопической штангой представлено на рис. 7.

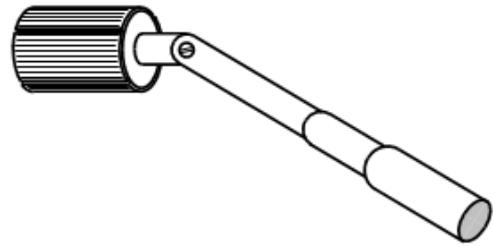


Рис. 7. Двухкоординатный цилиндрический датчик на штанге. Конструктивное исполнение

### Результаты исследования

В работе проведены исследования двух вариантов построения двухкоординатных датчиков напряженности электрического поля для устройства выявления зон уверенного приема портативных радиостанций. Приведены их теоретические расчеты, оценена их погрешность и пространственный диапазон измерения.

Исследуемые датчики отличаются угловыми размерами чувствительных элементов, которые составляют: а) для первого варианта -  $\theta_0=45^\circ$ ; б) для второго варианта -  $\theta_0=90^\circ$ . Для второго варианта чувствительные электроды выполнены составными. Они формируются из чувствительных элементов датчика первого варианта. Это является новым техническим решением. Для исследуемых датчиков указанных угловых размеров чувствительных электродов погрешность датчика в первом варианте положительная, а во втором варианте отрицательная. При этом для первого варианта погрешность датчика не выходит за пределы  $+12\%$  во всем пространственном диапазоне измерения  $0 < a < 1$ . Для второго варианта датчика погрешность не выходит за пределы  $-12\%$  в меньшем пространственном диапазоне измерения  $0 < a < 0,68$ . Если погрешность задать  $\pm 4\%$ , то для обоих вариантов датчика пространственный диапазон измерения будет одинаков и составит  $0 < a < 0,5$ . Датчик первого варианта оказывается менее предпочтительным. Это связано с тем,

что он имеет положительную погрешность и малую чувствительность. Эти факторы могут приводить к выявлению недостоверных зон уверенного приема радиостанций. В отличие от первого, второй вариант имеет более высокую чувствительность и отрицательную погрешность, которая позволяет с большей степенью вероятности определять зоны уверенного приема радиостанций. В связи с этим следует выбирать второй вариант построения датчика. Поскольку такой датчик пригоден для измерения с погрешностью - 4% в пространственном диапазоне  $0 < a < 0,5$ , т.е. на расстояниях от источника поля  $d$ , равных двум радиусам цилиндрического корпуса датчика ( $d=2R$ ).

### Выводы и заключение

По результатам исследований можно сделать следующие выводы:

1. Для построения устройства выявления зон уверенного приема целесообразней использовать двухкоординатные электроиндукционные цилиндрические датчики напряженности электрического поля;

2. Возможны два конструктивных варианта исполнения датчика напряженности электрического поля. Первый вариант – датчик с четырьмя одинарными чувствительными элементами в форме цилиндрических сегментов попарно расположенными на диаметрально противоположных сторонах цилиндрического корпуса датчика. Каждая пара чувствительных элементов находится на соответствующих координатных осях датчика  $x$  и  $y$ . Во втором варианте датчик имеет четыре составных чувствительных электрода. Каждый чувствительный электрод состоит из двух чувствительных элементов датчика первого варианта. Чувствительные элементы участвуют в формировании чувствительных электродов, расположенных как по оси  $x$ , так и по оси  $y$  датчика.

3. Датчик в первом варианте исполнения имеет положительную погрешность, вызванную неоднородностью поля. При ограничении этой погрешности  $\delta = +4\%$  пространственный диапазон составит  $0 < a \leq 0,5$  ( $d=2R$ ).

4. Датчик во втором варианте исполнения имеет отрицательную погрешность. При огра-

ничении этой погрешности  $\delta = -4\%$  пространственный диапазон составит  $0 < a \leq 0,5$  ( $d=2R$ ).

5. Чувствительность датчика второго варианта исполнения в 1,41 раза выше чувствительности датчика в первом исполнении.

6. Для обнаружения зон уверенного приема переносных радиостанций с большей степенью вероятности целесообразней использовать датчики второго варианта исполнения, обладающие большей чувствительностью и отрицательной погрешностью.

Таким образом, исследованные в работе датчики позволяют создать устройства выявления зон уверенного приема портативных радиостанций.

### Литература

1. Перельман Л.С. Расчет электрического поля трехфазной линии электропередачи // *Электричество*. 1978. № 1. С. 16-19.
2. Deno D.W. Transmission Line Fields // *IEEE Transactions Pas*, 1976. V. 95. № 5. P. 1600-1611.
3. Calculation and measurement of fields on EHV and UHV substations and near transmission lines / S.V. Biryukov, F.G. Kaidanov, R.A. Kats, V.Ya. Lozhnikov // *CIGRE-86. International Conference on Large High Voltage Electric Systems*, Report 36-06, Session 27th August-4th September 1986. Paris. 5 p.
4. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники: Электромагнитное поле. 7-е изд., перераб. и доп. М.: Высшая школа, 1978. 273 с.
5. Методы расчёта электростатических полей / Н.Н. Миролубов [и др.]. М.: Высшая школа, 1963. 415 с.
6. Бирюков С.В., Колмогоров А.С., Колмогорова С.С. Взаимодействие проводящей поверхности цилиндрического датчика с электрическим полем равномерно заряженной прямолинейной нити, параллельной оси цилиндра // *Омский научный вестник*. 2018. № 3 (159). С. 18-21.
7. Nilton O. Renno, Ann Arbor, MI (US); Steven A. Rogacki, Chelsea, VI (US). Rotating electric-field sensor. US patent 20110062968A1; filed June 02th 2009; published March 17th, 2011.
8. Патент на полезную модель № 183095 РФ, МПК G 01 R 29/12 / Бирюков С.В., Блесман А.И. – 2018120984; заявл. 06.06.2018; опубл. 11.09.2018, Бюл. № 26.
9. Датчик напряженности электрического поля цилиндрической формы / С.В. Бирюков, Д.С. Баранов, С.С. Колмогорова, А.В. Тюкин // *Динамика систем, механизмов и машин*. 2018. Т. 6. № 4. С. 25.
10. Electroinduction disk sensor of electric field strength / S.V. Biryukov, D.S. Baranov, S.S. Kolmogorova, A.V. Tyukin // *IOP Conf.Series: Journal of Physics: Conf. Series* 1210 (2019) 012016/ - P. 9. DOI: 10.1088/1742-6596/1210/1/012016.

Поступила 26.12.2019; принята к публикации 14.02.2020

### Информация об авторах

**Бирюков Сергей Владимирович** – д-р техн. наук, профессор кафедры «Физика», Омский государственный технический университет (644050, Россия, г. Омск, проспект Мира, 11); профессор кафедры «Физика и математика», Сибирский госу-

дарственный автомобильно-дорожный университет (644080, Россия, г. Омск, проспект Мира, 5), e-mail: sbiryukov154@mail.ru, тел. +79081066078, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1362-9911>

**Тюкин Александр Владимирович** – канд. техн. наук, доцент кафедры «Физика и математика», Сибирский автомобильно-дорожный университет (644080, Россия, г. Омск, проспект Мира, 5), e-mail: tyukin\_av@mail.ru, тел. +79236811546, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7316-3797>

## DEVICE FOR DETECTING ZONES OF CONFIDENT RECEPTION OF SERVICE RADIO STATIONS NEAR HIGH VOLTAGE POWER LINES

S.V. Biryukov<sup>1,2</sup>, A.V. Tyukin<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Omsk State Technical University, Omsk, Russia

<sup>2</sup> Siberian State Automobile and Highway University, Omsk, Russia

**Abstract:** the article deals with the construction of a device for identifying zones of confident reception of portable radio stations. For this purpose, a two-coordinate cylindrical electro-induction sensor of the components of the low-frequency electric field intensity vector is investigated. As a result of researches, two possible variants of construction of the sensor of intensity of an electric field are revealed. The first version of the sensor, consisting of two pairs of sensing elements in the form of cylindrical segments, has a positive error and low sensitivity. The second sensor, consisting of two pairs of composite sensitive electrodes, each of which combines two sensitive elements, has a negative error, and the sensitivity is 1.41 times higher than that of the first. Both sensors with an error of  $\pm 4\%$  can operate in the spatial range of  $a \leq 0.5$ , without exceeding this error. The spatial range of measurement is determined by the distance to the field source  $d=2R$ , where  $R$  is the radius of the cylindrical base of the sensor. To detect the zones of confident reception of portable radios with a greater degree of probability, it is advisable to use the sensors of the second version of the device, which have a greater sensitivity and negative error. Thus, the sensors studied in the work allow one to create devices for detecting zones of confident reception of portable radio stations

**Key words:** confident reception zones, cylindrical sensor of components of electric field intensity vector, homogeneous field, linear electric charge, electric field intensity, sensing element, error from field inhomogeneity, spatial measurement range, electrometric measurements

1. Perel'man L.S. "Calculation of the electric field of a three-phase power line", *Electricity (Elektrichestvo)*, 1978, no. 1, pp. 16-19.
2. Deno D.W. "Transmission line fields", *IEEE Transactions Pas*, 1976, vol.95, no. 5, pp. 1600-1611.
3. Biryukov S.V., Kaidanov F.G., Kats R.A., Lozhnikov V.Ya. "Calculation and measurement of fields on EHV and UHV substations and near transmission lines", *CIGRE-86. International Conference on Large High Voltage Electric Systems, Report 36-06*, Session 27th August-4th September 1986, Paris, 5 p.
4. Bessonov L.A. "Theoretical foundations of electrical engineering: electromagnetic field" ("Teoreticheskie osnovy elektrotehniki: Elektromagnitnoe pole"), Moscow, Vysshaya shkola, 1978, 273 p.
5. Mirolyubov N.N. et al. "Methods for calculating electrostatic fields" ("Metody raschyeta elektrosticheskikh poley"), Moscow, Vysshaya shkola, 1963, 415 p.
6. Biryukov S. V., Kolmogorov A.S., Kolmogorova S.S. "Interaction of the conducting surface of a cylindrical sensor with an electric field of a uniformly charged rectilinear filament parallel to the axis of the cylinder", *Omsk Scientific Bulletin (Omskiy nauchnyy vestnik)*, 2018, no. 3(159), pp. 18-21.
7. Nilton O. Renno, Ann Arbor, MI (US); Steven A. Rogacki, Chelsea, VI (US). "Rotating electric-field sensor", US patent 20110062968A1, filed June 02th 2009, published March 17th, 2011
8. Biryukov S.V., Blesman A.I. Utility Model Patent #183095 RF, MPK G 01 R 29/12, #2018120984; filed 06.06.2018; publ. 11.09.2018, Byul. no. 26.
9. Biryukov S.V., Biryukov S.V., Baranov D.S., Kolmogorova S.S., Tyukin A.V. "The sensor of electric field intensity of a cylindrical shape", *Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dinamika sistem, mekhanizmov i mashin)*, 2018, vol. 6, no. 4, pp. 25.
10. Biryukov S.V., Baranov D.S., Kolmogorova S.S., Tyukin A.V. "Electroinduction disk sensor of electric field strength", *IOP Conf.Series: Journal of Physics: Conf. Series 1210* (2019) 012016, pp. 9.

Submitted 26.12.2019; revised 14.02.2020

### Information about the authors

**Sergey V. Biryukov**, Dr. Sc. (Technical), Professor, Omsk State Technical University (11 Mira prospekt, Omsk, 644050, Russia); Professor, Siberian State Automobile and Highway University (5 Mira prospekt, Omsk, 644080, Russia), e-mail: sbiryukov154@mail.ru, tel. +79081066078, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1362-9911>

**Aleksandr V. Tyukin**, Cand. Sc. (Technical), Assistant Professor, Siberian State Automobile and Highway University (5 Mira prospekt, Omsk, 644080, Russia), e-mail: tyukin\_av@mail.ru, tel. +79236811546, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7316-3797>

## ПРИМЕНЕНИЕ МАРКОВСКИХ ЦЕПЕЙ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ ВНЕШНЕЙ ПАМЯТИ (ЕМ) В СТОХАСТИЧЕСКОМ ДЕКОДИРОВАНИИ LDPC-КОДОВ

И.В. Свиридова

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

**Аннотация:** стохастическое декодирование - это недавно предложенный метод для декодирования кодов с низкой плотностью проверки на четность (от англ. low-density parity-check, LDPC). Алгоритм декодирования использует некоторые элементы алгоритма распространения доверия (от англ. the sum-product algorithm, SPA) в своих переменных узлах, но поддерживает пережитки низкой сложности и структуру проверочного узла, характерную для стохастических декодеров. Стохастическое декодирование, однако, чувствительно к активности переключения стохастических битов, что может привести к проблеме фиксации. Использование внешней памяти (ЕМ) было предложено в качестве метода противодействия проблеме фиксации при стохастическом декодировании. В этой статье мы представляем модель цепей Маркова для ЕМ и изучаем переходы состояний в течение циклов декодирования. Предложенный способ может быть использован для определения сходимости и необходимого количества циклов декодирования при стохастическом декодировании и лучшего понимания поведения процесса декодирования. Кроме того, это может помочь изучить поведение процесса декодирования и оценить время декодирования. Также статья содержит обзор стохастических вычислений и метода стохастического декодирования, описывается анализ модели цепей Маркова для ЕМ. Приведены результаты моделирования

**Ключевые слова:** стохастическое декодирование, низкоплотностный декодер, проверочный и переменный узлы, sum-product алгоритм

### Введение

Коды с малой плотностью проверок на четность (LDPC) [1] являются кодами с исправлением ошибок, производительность декодирования которых близка к пределу пропускной способности Шеннона [2]. Эти коды были рассмотрены в нескольких стандартах цифровой связи, таких как WiMAX (IEEE 802.16) и спутниковая связь цифрового видео (DVB). Коды LDPC декодируются с использованием алгоритма распространения доверия (SPA), который может быть графически представлен двудольным графом Таннера с двумя различными группами узлов: переменными узлами и проверочными узлами. Коды LDPC декодируются путем итеративной передачи сообщений между переменными и проверочными узлами по краям графа Таннера. SPA требует передачи вероятностей или значений логарифмического правдоподобия между узлами через параллельные соединения со многими путями. Это увеличивает площадь микросхемы, необходимую для подключения, а также потребление энергии. В результате, высокоскоростные реализации LDPC-декодеров стали предметом активных исследований в последние годы. LDPC-декодеры можно раз-

делить на две группы: основанные на памяти и полностью параллельные. Декодеры на основе памяти передают сообщения между общими блоками обработки через общую память. Полностью параллельные декодеры напрямую создают аппаратные экземпляры всех узлов графа Таннера кода. Основное внимание в этой работе уделяется полностью параллельным декодерам, поскольку они обеспечивают более высокую пропускную способность декодирования. Основной проблемой при реализации полностью параллельного декодера является перегрузка, возникающая при маршрутизации межсоединений между узлами. Эта перегрузка происходит в декодере с низкой загрузкой области и плохой синхронизацией и производительностью из-за наличия длинных межсоединений на чипе. Эти проблемы усугубляются тем, что для представления каждого сообщения обычно требуются слова длиной от 4 до 8 бит, поэтому для каждого края графа требуется от 4 до 8 параллельных проводов.

Стохастические вычисления были введены в 1960-х годах как метод проектирования цифровых схем низкой точности. В стохастических вычислениях вероятности кодируются случайными последовательностями битов. Каждый бит в этих последовательностях равен 1 с вероятностью быть закодированным. Этот метод использовался для итеративного деко-

дирования некоторых кодов, исправляющих ошибки. Его преимущество заключается в том, что операция декодирования может быть реализована с использованием очень простых схем, работающих на высокой скорости. Ранние стохастические LDPC-декодеры чувствительны к уровню случайной коммутационной активности в графе Таннера.

Было предложено несколько методов для улучшения производительности стохастического декодирования. Использование внешней памяти (ЕМ) - это способ избежать проблемы фиксации, которая является основным недостатком стохастического декодирования. В этой статье мы представляем модель для анализа производительности ЕМ. Эта модель может быть использована для определения сходимости и лучшего понимания поведения процесса декодирования.

### Стохастическое декодирование

В стохастических вычислениях с помощью последовательностей Бернулли вероятности преобразованы в потоки стохастических битов. Последовательность из  $N$  битов, из которых  $j$  битов равны 1, представляет значение вероятности  $j / N$ . Например, последовательность длиной 10 с 8 битами, равными 1, представляет вероятность 0,8. Преобразование между вероятностью и стохастическим потоком не является уникальным. Различные стохастические потоки могут представлять данную вероятность. Стохастические представления и вычисление могут быть применены к вероятностным операциям в графе Таннера для замены вероятностей, передаваемых между узлами. Таким образом, сложные вероятностные операции в переменных узлах и проверочных узлах могут быть выполнены с использованием простых схем.

Здесь мы используем узел степени 3, чтобы показать, как переменные узлы и узлы проверки обмениваются стохастическими битами при стохастическом декодировании. Пусть  $P_a = P(a = 1)$  и  $P_b = P(b = 1)$  - вероятности двух входов,  $a$  и  $b$ , переменного узла. Выходная вероятность переменного узла,  $P_c$ , может быть вычислена как

$$P_c = P_a P_b / [P_a P_b + (1 - P_a)(1 - P_b)]. \quad (1)$$

Точно так же в проверочном узле мы имеем

$$P_c = P_a(1 - P_b) + (1 - P_a)P_b. \quad (2)$$

На рис. 1 показана структура логического элемента в переменном узле и проверочном узле при стохастическом декодировании [3].

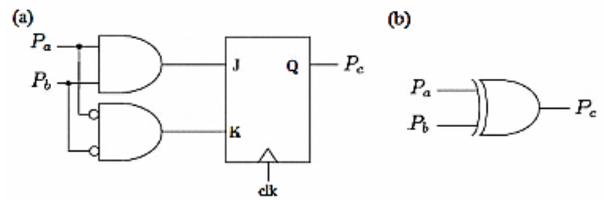


Рис. 1. Структура (а) стохастического переменного узла и (б) стохастического проверочного узла

При стохастическом декодировании каждый круг декодирования называется циклом декодирования (DC) [5], который непосредственно не соответствует итерациям в декодировании SPA. В каждом DC переменный узел принимает один бит из стохастического потока, соответствующего вероятности канала, и внешние биты из проверочных узлов. Затем каждый переменный узел распространяет свои исходящие 1-битные сообщения на подключенные проверочные узлы. Проверочные узлы проверяют четности и отправляют свои 1-битные сообщения обратно на узлы переменных. После завершения этого обмена битами между переменными узлами и проверочными узлами переменные узлы загружают следующий бит из стохастических потоков и запускают следующий цикл декодирования.

При использовании подхода стохастического декодирования существует вероятность того, что стохастический декодер очень чувствителен к уровню активности случайного переключения. Основываясь на структуре переменного узла, возникает проблема фиксации, когда входные биты переменного узла неодинаковы в течение нескольких циклов декодирования. При этом условии выходные биты застревают в одном и том же значении, а переменный узел блокируется в состоянии удержания. Механизм повторной рандомизации необходим для предотвращения проблемы фиксации. Чтобы избежать проблемы фиксации была введена внешняя память (ЕМ).

Внешняя память [4] представляет собой  $L$ -битные регистры сдвига, назначенные исходящим краям переменных узлов. Когда входные биты переменного узла согласуются, ЕМ обновляется входным битом. Напротив, ЕМ не обновляется, когда переменный узел находится в состоянии удержания. Один стохастический бит случайным образом выбирается из ЕМ и пропускается через край в качестве ис-

ходящего бита. Таким образом, ЕМ содержат только биты, которые не создаются в состоянии удержания. С помощью этой схемы обновления ЕМ снижают вероятность фиксации при декодировании LDPC.

### Модель цепей Маркова для ЕМ

Чтобы понять поведение процесса декодирования, мы представляем модель цепей Маркова для ЕМ в стохастическом LDPC-декодере. Во-первых, мы определяем состояние ЕМ на основе количества 1 в ЕМ. Состояние 0 обозначает случай, когда биты в ЕМ представляют собой все нули. Состояние 1 означает, что в сдвиговом регистре есть только одна 1, а состояние L обозначает состояние всех единиц. Таким образом, для ЕМ с длиной L будут (L + 1) состояния.

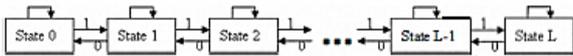


Рис. 2. Модель цепей Маркова для ЕМ длины L

Исходя из предположения о бесконечной длине кодового слова и отсутствии цикла, мы заключаем, что все ЕМ одинаковы и независимы в стохастическом декодере. На рис. 2 показана модель цепи Маркова для ЕМ.

Из-за обновления схемы ЕМ обновляет только один бит каждый раз. Мы можем видеть, что кроме состояния 0 и состояния L все другие состояния имеют три переходных варианта: оставаться в одном и том же состоянии или перемещаться в одно из соседних состояний [6]. Когда обновленный бит равен 1, а оставленный бит равен 0, текущее состояние, состояние i, перейдет в состояние (i + 1). Напротив, если обновленный бит равен 0, а сдвинутый бит равен 1, состояние переходит в состояние (i - 1). Если переменный узел заблокирован в состоянии удержания или обновленный бит и оставленный бит ЕМ одинаковы, ЕМ будет оставаться в том же состоянии.

Вероятности этой модели развиваются следующим образом. Сначала мы инициализируем ЕМ с вероятностью, полученной от канала. Для каждого состояния ЕМ начальная вероятность соответствует вероятности канала. В каждом ДС вероятности каждого состояния основаны на входной вероятности переменного узла и вероятности канала. Таким образом, вероятности состояний в момент времени t можно представить в виде

$$P_t(S) = \begin{bmatrix} P_t(S_0) \\ P_t(S_1) \\ \vdots \\ P_t(S_L) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \text{и } P_t(S_i) = & P_{t-1}(S_{i-1}) \left[ \left( \frac{L-(i-1)}{L} \right) P_{ch} \cdot \right. \\ & \left. (P_{in,t})^{dv-1} \right] + P_{t-1}(S_i) \left[ 1 + \left( \frac{i-L}{L} \right) P_{ch} \cdot \right. \\ & \left. (P_{in,t})^{dv-1} + \left( \frac{-i}{L} \right) (1 - P_{ch})(1 - P_{in,t})^{dv-1} \right] + \\ & + P_{t-1}(S_{i+1}) \left[ \left( \frac{i+1}{L} \right) (1 - P_{ch})(1 - P_{in,t})^{dv-1} \right] \end{aligned} \quad (4)$$

для  $0 \leq i \leq L, t > 0$ .

Здесь  $P_{ch}$  - вероятность, полученная из канала,  $P_{in,t}$  - входная вероятность переменного узла в момент времени t, а  $d_v$  - степень переменного узла.

Первый член в правой части в (4) представляет собой вероятность перехода состояния из состояния (i - 1) в состояние (i), второй член представляет вероятность пребывания в том же состоянии, а последний член представляет собой вероятность перехода из состояния (i + 1) в состояние (i).

Вероятность выхода переменного узла равна

$$P_{out,t} = P_t(S)^T P(B_{out,t} = 1|S), \quad (5)$$

где  $B_{out,t}$  является исходящим стохастическим битом от переменного узла к узлу проверки в момент времени t.

Мы также имеем

$$P(B_{out,t} = 1|S) = \begin{bmatrix} P(B_{out,t} = 1|S_0) \\ P(B_{out,t} = 1|S_1) \\ \vdots \\ P(B_{out,t} = 1|S_L) \end{bmatrix} \quad (6)$$

где

$$P(B_{out,t} = 1|S_i) = \frac{i}{L} \left[ 1 - P_{ch} (P_{in,t})^{dv-1} - (1 - P_{ch})(1 - P_{in,t})^{dv-1} \right] + P_{ch} (P_{in,t})^{dv-1}$$

для  $0 \leq i \leq L, t > 0$ . (7)

Первое слагаемое в (7) - это вероятность того, что исходящий бит из переменного узла равен 1, когда все входящие биты расходятся, а бит, случайно выбранный из ЕМ, равен 1.

Второе слагаемое - это вероятность того, что выходной сигнал равен 1, когда все входные биты переменного узла равны 1s.

Поскольку в стохастическом декодировании проверка четности выполняется в проверочных узлах, входная вероятность в переменных узлах равна

$$P_{in,t} = \frac{1 - (1 - 2P_{out,t})^{d_c-1}}{2} \quad (8)$$

где  $d_c$  степень проверочного узла и  $t > 0$

### Результаты моделирования

В этом разделе мы изучаем моделирование модели цепей Маркова для ЕМ при стохастическом декодировании  $(dv, dc) = (2,3)$  LDPC-кода. В этих моделированиях кодовое слово из всех нулей передается по каналу с использованием модуляции BPSK. Мы выбрали длину ЕМ, равную 4, и моделирование выполняется при соотношении сигнал/шум (SNR) 3 дБ. Матрицы перехода состояний в разных циклах декодирования показаны в таблице.

Матрицы переходов ЕМ длиной 4 для  $(dv, dc) = (2,3)$  LDPC-кода для разных циклов декодирования

		$S_{0,t}$	$S_{1,t}$	$S_{2,t}$	$S_{3,t}$	$S_{4,t}$
At 1 DCs (t=1)	$S_{0,t-1}$	0.9750	0.0250	0	0	0
	$S_{1,t-1}$	0.1740	0.8073	0.0187	0	0
	$S_{2,t-1}$	0	0.3479	0.6396	0.0125	0
	$S_{3,t-1}$	0	0	0.5219	0.4719	0.0062
	$S_{4,t-1}$	0	0	0	0.6958	0.3042
At 10 DCs (t=10)	$S_{0,t-1}$	0.9987	0.0013	0	0	0
	$S_{1,t-1}$	0.2178	0.7812	0.0010	0	0
	$S_{2,t-1}$	0	0.4357	0.5637	0.0006	0
	$S_{3,t-1}$	0	0	0.6535	0.3462	0.0003
	$S_{4,t-1}$	0	0	0	0.8714	0.1286
At 20 DCs (t=20)	$S_{0,t-1}$	0.9999	0.0001	0	0	0
	$S_{1,t-1}$	0.2200	0.7799	0.0001	0	0
	$S_{2,t-1}$	0	0.4400	0.5600	0.0000	0
	$S_{3,t-1}$	0	0	0.6600	0.3400	0.0000
	$S_{4,t-1}$	0	0	0	0.8800	0.1200
At 30 DCs (t=30)	$S_{0,t-1}$	1.0000	0.0000	0	0	0
	$S_{1,t-1}$	0.2202	0.7798	0.0000	0	0
	$S_{2,t-1}$	0	0.4404	0.5596	0.0000	0
	$S_{3,t-1}$	0	0	0.6605	0.3395	0.0000
	$S_{4,t-1}$	0	0	0	0.8807	0.1193

После приблизительно 30 циклов декодирования матрица перехода состояний приближается к стационарному состоянию. В стационарном распределении вероятность перехода из состояния 0 в одно и то же состояние равна 1, что указывает на то, что внешняя память приближается к состоянию 0, что согласуется с передачей кодового слова со всеми нулями.

Стационарность модели цепей Маркова также наблюдается с предела

$$\lim_{n \rightarrow \infty} M^n = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

На рис. 3 показаны входные и выходные вероятности переменного узла для 30 циклов декодирования. Эти вероятности сходятся к нулю, потому что кодовое слово из всех нулей отправляется по каналу [7]. Когда выходная вероятность переменного узла сходится к нулю (или единице), исходящий стохастический бит из переменного узла имеет высокую вероятность быть 0 (или 1). После того, как состояние внешней памяти сходится, можно определить выходной стохастический бит. Таким образом, кодовое слово может быть определено, и процесс декодирования может быть прекращен. Это полезно при определении максимального количества циклов декодирования стохастического декодера и оценке времени декодирования.

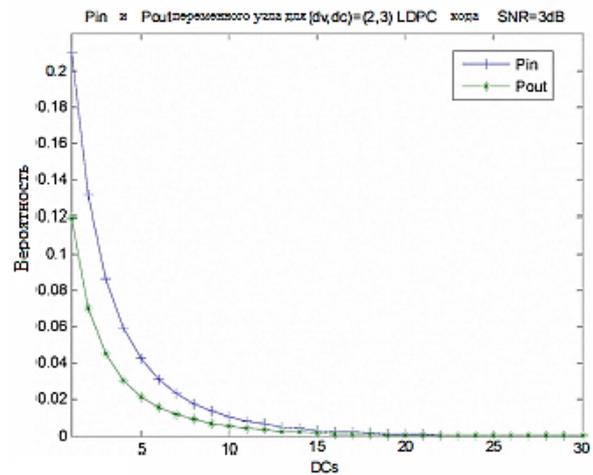


Рис. 3. Вероятности входа и выхода переменного узла для LDPC-кода  $(dv, dc) = (2,3)$  для 30 циклов декодирования

### Заключение

Мы представили модель цепей Маркова для ЕМ при стохастическом LDPC декодировании и определили матрицы перехода состояний этой модели. Эта модель может быть использована для изучения условий сходимости и поведения процесса декодирования. Эта модель полезна при оценке необходимого количества циклов декодирования при стохастическом декодировании кодов LDPC.

### Литература

1. Галлагер Р.Дж. Коды с малой плотностью проверок на четность. М.: Мир, 1996. 90 с.

2. Маккей Д.Дж.С., Нил Р.М. Предельное представление Шеннона для кодов низкой плотности проверки на четность // *Electronics Letters*. Vol. 33. № 6. 1997. Pp. 457-458.

3. Золотарёв В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: учеб. пособие / под ред. Ю.Б. Зубарева. М.: Справочное издание, 2004. 126 с.

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. Стохастическое итеративное декодирование на факторных графах / А.В. Башкиров, В.М. Питолин, И.В. Свиридова, М.В. Хорошайлова // *Радиотехника*. 2019. Т. 83. № 6 (8). С. 122-126.

6. Помехоустойчивый алгоритм декодирования ортогональных пространственно-временных блочных кодов систем ММО в замирающих каналах связи / О.Н. Чирков, И.С. Бобылкин, И.В. Свиридова, А.А. Матвеев, М.И. Соболев // *Надежность и качество: тр. междунар. симпозиума*. 2019. Т.2. С. 90-92.

7. Сравнение стохастических методов испытаний надежности РЭС / А.С. Костюков, И.С. Бобылкин, Л.Н. Никитин, А.А. Пирогов // *Надежность и качество: тр. междунар. симпозиума*. 2018. Т. 2. С. 35-37.

Поступила 05.10.2019; принята к публикации 13.02.2020

#### Информация об авторах

**Свиридова Ирина Владимировна** – старший преподаватель, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: ri-ss-ka@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-5279-0807>

### APPLICATION OF MARKOV CHAINS IN IMPLEMENTATION OF EXTERNAL MEMORY (EM) IN STOCHASTIC DECODING OF LDPC CODES

I.V. Sviridova

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

**Abstract:** stochastic decoding is a lately suggested method for decoding low density parity check codes (LDPC) that uses some elements of the sum product algorithm (SPA) in its variable nodes, but supports a low complexity interleaver and a test node structure typical of stochastic decoders. Stochastic decoding, however, is sensitive to stochastic bit-switching activity, which can lead to a fixing problem. The use of external memory (EM) was proposed as a method of counteracting the fixation problem in stochastic decoding. In this article, we present a Markov chain model for EM and research condition conversion during decoding round. The offered method can be used to determine the precision and the necessary number of decoding round in stochastic decoding and a superior insight of the behavior of the decoding process. In addition, it may help to research the demeanor of the decoding process and assessment the decoding time. The article also contains an overview of stochastic computing and the stochastic decoding method, describes the analysis of the Markov chain model for EM. The simulation results are given

**Key words:** stochastic decoding, low-density decoder, check and variable nodes, sum-product algorithm

#### References

1. Gallager R.J. “Codes with a low density of parity checks” (“Kody s maloy plotnost'yu proverok na chetnost'”), Moscow, Mir, 1996, 90 p.
2. Mackay D.J.S., Neal R.M. “Shannon limit representation for low density parity codes”, *Electronics Letters*, vol. 33, no. 6, March 13, 1997, pp. 457-458.
3. Zolotarev V.V., Ovechkin G.V. “Noise-resistant coding. Methods and algorithms: manual” (“Pomekhoustoychivoe kodirovaniye. Metody i algoritmy: ucheb. posobie”), Moscow, Reference publication, 2004, 126 p.
4. Sviridova I.V. “Comparison of the complexity of hardware implementation and the correcting ability of stochastic decoders with forecast tracking memory (TFM) and external memory (EM)”, *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2018, vol. 14, no. 3, pp. 120-124.
5. Bashkirov A.V., Pitolin V.M., Sviridova I.V., Khoroshaylova M.V. “Stochastic iterative de-coding on factor graphs”, *Radio engineering (Radiotekhnika)*, 2019, vol. 83, no. 6 (8), pp. 122-126.
6. Chirkov O.N., Bobylkin I.S., Sviridova I.V., Matveev A.A., Sobolev M.I. “The noise-resistant algorithm for decoding orthogonal space-time block codes of MIMO systems in fading communication channels”, *Proc. of the International Symposium Reliability and Quality (Nadezhnost' i kachestvo: tr. mezhdunar. simpoziuma)*, 2019, vol. 2, pp. 90-92.
7. Pirogov A.A., Kostyukov A.S., Bobylkin I.S., Nikitin L.N. “Comparison of stochastic methods for testing the reliability of RES”, *Proc. of the International Symposium Reliability and Quality (Nadezhnost' i kachestvo: tr. mezhdunar. simpoziuma)*, 2018, vol. 2, pp. 35-37.

Submitted 05.10.2019; revised 13.02.2020

#### Information about author

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

**Машиностроение и машиноведение**

DOI 10.25987/VSTU.2020.16.1.015

УДК 621.365.55 : 519.673

**РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ТЕПЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ  
ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ОБРАБОТКИ ПОЛИМЕРНЫХ МАТЕРИАЛОВ****Д.В. Буторин, Н.Г. Филиппенко, А.А. Александров****Иркутский государственный университет путей сообщения, г. Иркутск, Россия**

**Аннотация:** обоснована потребность в математическом моделировании процессов высокочастотной электротермии и проведен анализ существующих решений в данной области. Разработана математическая модель тепловых процессов высокочастотной обработки, представляющая собой систему дифференциальных уравнений нестационарной теплопроводности с внутренними источниками тепла, учитывающая недостатки и ограниченность использования существующих моделей, а также позволяющая исследовать распределение тепла во всем объеме полимерного изделия геометрической формы любой сложности. Определены начальные и граничные условия решения сформированной системы уравнений. Разработан общий алгоритм расчета температурных полей при высокочастотном нагреве, адаптируемый для решения частных практических задач (например, сварка). Представлены результаты апробации разработанной математической модели при высокочастотной сварке партии полимерных деталей. Это дополнительно позволило идентифицировать влияние нагреваемого при последовательной обработке партии деталей неизолированного электрода на положение координаты точки максимального нагрева, что, в свою очередь, можно использовать при организации управления процессом высокочастотной обработки. Определена методика смещения и поддержания зоны максимального нагрева по толщине обрабатываемых (свариваемых) полимерных заготовок. Данная методика позволяет повысить качество готовых изделий при ВЧ-сварке разнотолщинных заготовок и ВЧ-сварке партии симметричных заготовок. Это достигается либо предварительным подогревом неизолированного электрода, либо подбором материала и толщины теплоизоляционных прокладок

**Ключевые слова:** математическая модель, нестационарная теплопроводность, численные методы, электротермия, полимеры, высокочастотная сварка, партия деталей

**Введение**

Полимерная промышленность насчитывает целый ряд различных способов обработки и переработки полимеров, практически каждый из которых включает в себя нагрев обрабатываемого или перерабатываемого полимерного изделия до требуемых эффективных температур. В ряде работ [1-13] многократно обосновывалось и экспериментально подтверждалось, что использование высокочастотной (ВЧ) электротермии в качестве основного способа нагрева является наиболее предпочтительным и эффективным. ВЧ-электротермия позволяет реализовать широкий ряд различных по своей физической сущности видов обработки. К ним относятся: сушка, сварка, термическая обработка с целью восстановления прочностных свойств, диагностика, склеивание, прессование, напыление, горячее тиснение, каландрирование, прокатка, экструзия, пропитка полимерных материалов смазочными веществами. Многочисленный перечень особенностей и достоинств

ВЧ-электротермии делает ее абсолютно незаменимой [2-4, 6, 8-10, 12].

Но, несмотря на высокую практическую значимость, ВЧ-электротермия на сегодняшний день имеет ограниченное промышленное применение. Объясняется это, прежде всего, наличием сложных малоисследованных законов изменения электрофизических параметров обрабатываемых полимеров от температуры, что, в свою очередь, создает проблемы при организации управления технологическими процессами (ТП) ВЧ-обработки.

В связи с этим высокими научным и практическим интересами обладает математическое моделирование процессов ВЧ-электротермии. Первостепенную позицию в этом занимает потребность в исследовании распределения тепла в обрабатываемых полимерных изделиях как простой, так и сложной формы. Исходя из изложенного основной целью настоящей работы была разработка математической модели тепловых процессов ВЧ-обработки, позволяющей исследовать распределение тепла во всем объеме полимерного изделия геометрической формы любой сложности.

### Анализ существующих решений в исследуемой области

Традиционно ВЧ-электротермия рассматривается в виде технологической схемы (рис. 1), состоящей из основных (подвижный высокопотенциальный электрод рабочего конденсатора 1; неподвижный низкопотенциальный электрод рабочего конденсатора 3; обрабатываемый полимер 4) и дополнительных (теплоизоляционные прокладки 2) элементов. В полимере 4 под действием электрического поля 5 выделяется тепловая энергия.

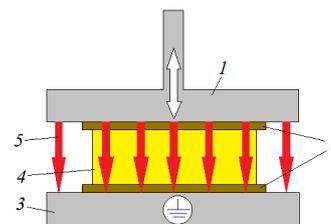


Рис. 1. Технологическая схема ВЧ-электротермии

Для исследования тепловых процессов, протекающих в полимерных изделиях при их ВЧ-обработке, используют уравнение нестационарного переноса тепла в условиях теплопроводности [14, 15]

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial \tau} = \frac{\partial}{\partial x} \left( \lambda \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \lambda \frac{\partial T}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \lambda \frac{\partial T}{\partial z} \right) + P(x, y, z, T, \tau), \quad (1)$$

где  $\rho$ ,  $C_p$ ,  $\lambda$  – плотность, удельная теплоемкость, коэффициент теплопроводности материала соответственно;  $T$  – температура;  $\tau$  – время протекания процесса;  $P$  – мощность внутреннего источника тепла.

Существующий весьма узкий ряд работ в области математического моделирования процессов ВЧ-электротермии специализируется на аналитическом и численном решении уравнения (1). Однако в работе [9] автором была обоснована невозможность аналитического решения уравнения (1), поскольку функциональная зависимость  $P(T)$  имеет неоднозначный характер. Исходя из этого, можно исключить рассмотрение существующих моделей с аналитическим решением.

Все существующие модели с численным решением представлены в работах [4, 9, 16-27]. Хронологически каждая из представленных разработок устраняет недоработки и недостатки предшествующей. Наибольший интерес представляет одна из последних разработок [4, 17, 19, 21, 22, 24, 25], реализованная в виде программного комплекса Aleo\_HFH. Вычисления, проводимые в Aleo\_HFH, базируются на двумерной системе, пригодной для отображения распределения тепла в технологической схеме с изделием только простой формы. Кроме того, Aleo\_HFH ограничен по спектру решаемых задач, в частности, в количестве слоев технологической схемы. Однако Aleo\_HFH, в отличие от предшествующих моделей, учитывает наибольшее количество изменений температурных свойств (удельная теплоемкость  $C_p(T)$ , удельная мощность внутренних источников тепла  $P_{yo}(T)$ ) всех

элементов рассматриваемой технологической схемы. Это позволяет считать Aleo\_HFH наиболее полным и взять его за основу настоящих исследований.

Подводя итог анализу существующих решений в области математического моделирования тепловых процессов ВЧ-обработки, был определен спектр требований, направленных на построение математической модели, позволяющей исследовать распределение тепла во всем объеме полимерного изделия геометрической формы любой сложности:

- учет непостоянства всех значимых температурных свойств как обрабатываемого изделия, так и остальных элементов технологической схемы;
- учет непостоянства мощности внутренних источников тепла в процессе ВЧ-обработки;
- отсутствие ограничений по количеству слоев технологической схемы и спектру решаемых задач.

### Разработка математической модели тепловых процессов ВЧ-обработки

Взяв за основу математические модели, представленные в работах [4, 17, 19, 21, 22, 24, 25], в соответствии с рис. 2 была выведена система уравнений нестационарной теплопроводности с внутренними источниками тепла (2), описывающая распределение тепла в многослойной технологической схеме в процессе ВЧ-обработки полимерного изделия геометрической формы любой сложности. При этом технологическая схема ВЧ-электротермии включа-

ет в себя изменяемое количество: электродов рабочего конденсатора, теплоизоляционных прокладок и обрабатываемых полимерных материалов. Причем представленная система (2) учитывает возможное наличие в процессе одной обработки нескольких полимерных материалов с разным химическим составом.

Представленная на рис. 2 пятислойная технологическая схема ВЧ-электротермии состоит из: «нижняя группа» технологической схемы (1 – неподвижный низкопотенциальный электрод рабочего конденсатора, 2 – теплоизоляционная прокладка); «средняя группа» (3 – обрабатываемый полимер – внутренний источник тепла); «верхняя группа»: (4 – теплоизоляционная прокладка; 5 – подвижный высокопотенциальный электрод рабочего конденсатора);

$X, Y, z_i$  – координаты границ слоев;  $U_p$  – напряжение рабочего конденсатора.

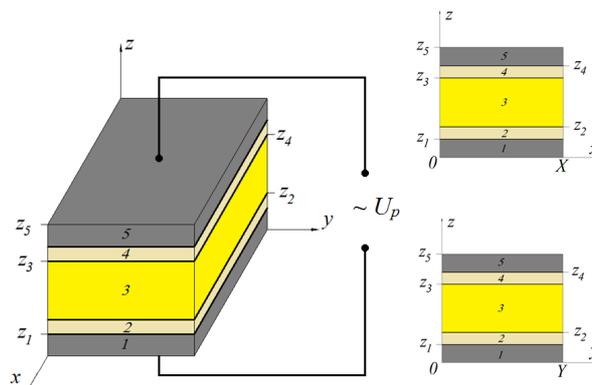


Рис. 2. Пятислойная технологическая схема ВЧ-электротермии

$$\left. \begin{aligned}
 \rho_{11} C_{p11}(T_{11}) \frac{\partial T_{11}}{\partial \tau} &= \frac{\partial}{\partial x} \left( \lambda_{11x}(T_{11}) \frac{\partial T_{11}}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \lambda_{11y}(T_{11}) \frac{\partial T_{11}}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \lambda_{11z}(T_{11}) \frac{\partial T_{11}}{\partial z} \right) \\
 \dots \\
 \rho_{1k} C_{p1m}(T_{1m}) \frac{\partial T_{1m}}{\partial \tau} &= \frac{\partial}{\partial x} \left( \lambda_{1mx}(T_{1m}) \frac{\partial T_{1m}}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \lambda_{1my}(T_{1m}) \frac{\partial T_{1m}}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \lambda_{1mz}(T_{1m}) \frac{\partial T_{1m}}{\partial z} \right) \\
 \rho_{21} C_{p21}(T_{21}) \frac{\partial T_{21}}{\partial \tau} &= \frac{\partial}{\partial x} \left( \lambda_{21x}(T_{21}) \frac{\partial T_{21}}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \lambda_{21y}(T_{21}) \frac{\partial T_{21}}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \lambda_{21z}(T_{21}) \frac{\partial T_{21}}{\partial z} \right) + P_{21}(T_{21}) \\
 \dots \\
 \rho_{2s} C_{p2s}(T_{2s}) \frac{\partial T_{2s}}{\partial \tau} &= \frac{\partial}{\partial x} \left( \lambda_{2sx}(T_{2s}) \frac{\partial T_{2s}}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \lambda_{2sy}(T_{2s}) \frac{\partial T_{2s}}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \lambda_{2sz}(T_{2s}) \frac{\partial T_{2s}}{\partial z} \right) + P_{2s}(T_{2s}) \\
 \dots \\
 \rho_{31} C_{p31}(T_{31}) \frac{\partial T_{31}}{\partial \tau} &= \frac{\partial}{\partial x} \left( \lambda_{31x}(T_{31}) \frac{\partial T_{31}}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \lambda_{31y}(T_{31}) \frac{\partial T_{31}}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \lambda_{31z}(T_{31}) \frac{\partial T_{31}}{\partial z} \right) \\
 \dots \\
 \rho_{3k} C_{p3k}(T_{3k}) \frac{\partial T_{3k}}{\partial \tau} &= \frac{\partial}{\partial x} \left( \lambda_{3kx}(T_{3k}) \frac{\partial T_{3k}}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \lambda_{3ky}(T_{3k}) \frac{\partial T_{3k}}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left( \lambda_{3kz}(T_{3k}) \frac{\partial T_{3k}}{\partial z} \right)
 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где  $\rho_i, C_{pi}(T_i), \lambda_i(T_i)$  – плотность, удельная теплоемкость, коэффициент теплопроводности материала  $m$ -го,  $s$ -го и  $k$ -го слоя  $i$ -й группы технологической схемы соответственно;  $T_i$  – температура  $m$ -го,  $s$ -го и  $k$ -го слоя  $i$ -й группы технологической схемы;  $P_{2s}$  – мощность  $s$ -го внутреннего источника тепла 2-й (средней) группы технологической системы;  $\tau$  – время протекания процесса;  $i = 1 \div 3$  – номер группы технологической схемы, где 1 – «верхняя группа» (подвижный высокопотенциальный электрод рабочего конденсатора; теплоизоляционная прокладка); 2 – «средняя группа» внутренних источников тепла (обрабатываемые полимерные материалы), 3 – «нижняя группа» (теплоизоляционная прокладка; низкопотенциальный электрод рабочего конденсатора);  $m$  – количество слоев 1-й «верхней группы» технологической

схемы;  $s$  – количество слоев 2-й «средней группы» технологической схемы;  $k$  – количество слоев 3-й «нижней группы» технологической схемы.

Для решения системы уравнений (2) авторами данной работы установлены начальные и граничные условия. Начальные условия представлены в уравнении (3)

$$T|_{\tau=0} = T_n, \quad 0 \leq x \leq X, \quad 0 \leq y \leq Y, \quad 0 \leq z \leq Z, \quad (3)$$

где  $T_n, T$  – начальная и текущая температура материала слоя технологической схемы в процессе ВЧ-обработки соответственно;  $x, y, z$  – текущие координаты рассматриваемого слоя технологической схемы;  $X, Y, Z$  – границы слоя технологической схемы по осям координат.

При единичной обработке  $T_n$  каждого слоя группы технологической схемы равна температуре нормальных условий [28]. При обработке

партии изделий  $T_n$  первой заготовки (2 «средняя группа» слоев технологической схемы) и остальных слоев 1-й и 3-й групп технологической схемы также равна температуре нормальных условий, а при ВЧ-обработке последующих заготовок температура слоев 1-й и 3-й группы равна конечной температуре соответствующих слоев обработки предыдущей детали.

Граничными условиями третьего рода, согласно уравнениям (4) и (5), описывается взаимосвязь между тепловыми потоками боковых стенок слоев технологической схемы и окружающей средой

$$-\lambda_i(T_i) \frac{\partial T_i}{\partial x} \Big|_{x=0, X} = \alpha_i \cdot \Delta T_i, \quad (4)$$

$$-\lambda_i(T_i) \frac{\partial T_i}{\partial y} \Big|_{y=0, Y} = \alpha_i \cdot \Delta T_i, \quad (5)$$

а уравнения (6) и (7) отражают граничные условия на внешних границах электродов рабочего конденсатора, соответствующих слоям 1-й и 3-й групп технологической схемы

$$-\lambda_{11}(T_{11}) \frac{\partial T_{11}}{\partial z} \Big|_{z=0} = \alpha_{11} \cdot \Delta T_{11}, \quad (6)$$

$$-\lambda_{3k}(T_{3k}) \frac{\partial T_{3k}}{\partial z} \Big|_{z=Z} = \alpha_{3k} \cdot \Delta T_{3k}, \quad (7)$$

где  $\Delta T_i$  – разница температур между поверхностью слоя (тела) технологической схемы и окружающей средой;  $\alpha_i$  – коэффициент теплоотдачи  $m$ -го,  $s$ -го и  $k$ -го слоя  $i$ -й группы технологической схемы.

При этом, учитывая значительно высокую динамику их ВЧ-нагрева и относительно низкие температуры плавления исследуемых термопластичных полимерных материалов, теплообменом поверхностью слоев технологической схемы с окружающей средой при обработке первых, в т.ч. единичных изделий, можно пренебречь. Этим же предположением будем пользоваться при моделировании ВЧ-обработки партии деталей, дополнительно имея ввиду низкие коэффициенты теплообмена обрабатываемых полимерных материалов и теплоизоляционных прокладок (диэлектрический картон). Отсюда следует, что при решении системы уравнений (2) граничные условия, изложенные в уравнениях (4)-(7), принимаются равными нулю.

Граничными условиями четвертого рода описывается тепловое взаимодействие между слоями технологической схемы. При этом, как представлено в системе уравнений (8), темпе-

ратуры и тепловые потоки на границах слоев равны

$$\begin{cases} T_j = T_{j+1} \\ \lambda_i(T_i) \frac{\partial T_j}{\partial z} = \lambda_{i+1}(T_i) \frac{\partial T_{j+1}}{\partial z}, \text{ при } z = z_j \end{cases} \quad (8)$$

где  $T_j$  – текущая температура на границе  $m$ -го,  $s$ -го или  $k$ -го слоя  $i$ -й группы технологической схемы,  $j = 1 \dots m \dots s \dots k$  – граница  $m$ -го,  $s$ -го или  $k$ -го слоя  $i$ -й группы технологической схемы.

Поскольку удельная мощность внутренних источников тепла отлична от нуля только для обрабатываемых полимерных материалов (2-я «средняя группа» слоев технологической схемы), а для остальных слоев равна нулю, то указывать ее во всех уравнениях системы (2) нет необходимости. Кроме того, следует отметить, что в правой части уравнений системы (2), соответствующих 2-й «средней группе» слоев технологической схемы, указана мгновенная удельная мощность  $P_2(T_2)$ , определяемая расчетно-экспериментальным путем.

#### Алгоритм решения разработанной математической модели

Решение составленной системы уравнений (2) с учетом представленных начальных (3) и граничных (4)-(8) условий в рамках данной работы было достигнуто с использованием программного комплекса MSC Sinda. Последовательность решения системы уравнений (2) включала в себя пять этапов (рис. 3). Этап №1 ориентирован на построение геометрической модели исследуемой технологической схемы. Второй этап направлен на построение конечно-разностной сетки. Расчетно-экспериментальным путем было определено необходимое и достаточное количество узлов на сторону каждого слоя технологической схемы, равное 10 узлам. Подробное описание расчетов и подтверждение соответствия разработанной математической модели общепринятым требованиям универсальности, адекватности и точности представлено в работе [13].

### Моделирование ТП ВЧ-нагрева

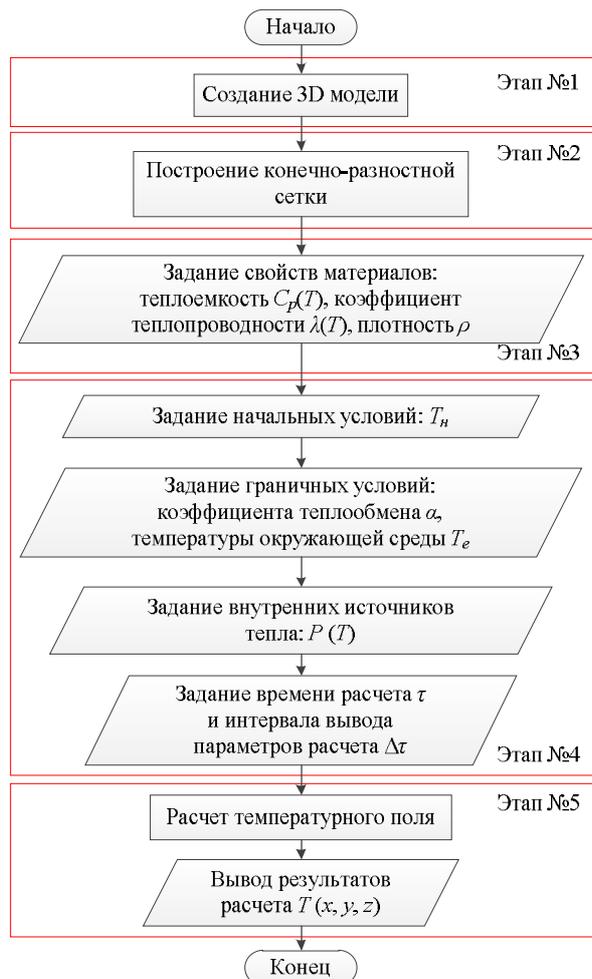


Рис. 3. Структурная схема общего решения системы уравнений (2)

На третьем этапе задаются свойства материалов технологической схемы. Учитывая, что реальный ТП ВЧ-обработки полимеров протекает в диапазоне температур (от температуры нормальных условий до требуемых эффективных температур обработки), то в этом же диапазоне надо задавать изменение требуемых теплофизических свойств материалов слоев технологической схемы. На четвертом этапе устанавливается начальная температура  $T_n$  всех слоев технологической схемы, температура внешней среды  $T_e$ , коэффициент теплоотдачи  $\alpha$ , мощность внутренних источников тепла  $P(T)$ , время протекания процесса ВЧ-нагрева (время расчета)  $\tau$  и интервал вывода параметров расчета  $\Delta\tau$ . И на заключительном пятом этапе производится расчет распределения температуры в объеме смоделированной технологической схемы с выводом результатов в любой момент расчетного времени в соответствии с заданным на предыдущем этапе  $\Delta\tau$ .

Для демонстрации работоспособности и анализа возможностей разработанной математической модели тепловых процессов ВЧ-обработки в рамках данного исследования было произведено моделирование ВЧ-нагрева для одного из распространенных ТП обработки полимеров – сварки партии полимерных деталей. При этом технологическая схема ВЧ-электротермии рассматриваемого процесса включала в себя 5 слоев (рис. 4): высокопотенциальный 1 и низкопотенциальный 5 электроды рабочего конденсатора, размерами  $10 \times 50 \times 10$  мм; одна теплоизоляционная прокладка 4, размером  $10 \times 50 \times 1,5$  мм; две свариваемые изотропные полимерные заготовки 2 и 3, размерами  $10 \times 50 \times 2$  мм. Исходя из этого, система уравнений (2), с учетом полноты условий рассматриваемой задачи, была преобразована в следующий конечный вид (9).

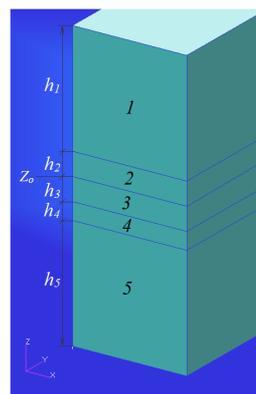


Рис. 4. Пятислойная технологической схема ВЧ-сварки

$$\begin{cases}
 \rho_1 C_{p1}(T_1) \frac{\partial T_1}{\partial \tau} = \lambda_1(T_1) \left( \frac{\partial^2 T_1}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_1}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_1}{\partial z^2} \right) \\
 \rho_2 C_{p2}(T_2) \frac{\partial T_2}{\partial \tau} = \lambda_2(T_2) \left( \frac{\partial^2 T_2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_2}{\partial z^2} \right) + P_2(T_2) \\
 \rho_3 C_{p3}(T_3) \frac{\partial T_3}{\partial \tau} = \lambda_3(T_3) \left( \frac{\partial^2 T_3}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_3}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_3}{\partial z^2} \right) + P_3(T_3) \\
 \rho_4 C_{p4}(T_4) \frac{\partial T_4}{\partial \tau} = \lambda_4(T_4) \left( \frac{\partial^2 T_4}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_4}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_4}{\partial z^2} \right) \\
 \rho_5 C_{p5}(T_5) \frac{\partial T_5}{\partial \tau} = \lambda_5(T_5) \left( \frac{\partial^2 T_5}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T_5}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T_5}{\partial z^2} \right)
 \end{cases} \quad (9)$$

Последовательность решения полученной окончательной системы уравнений (9) в отличие от алгоритма общего решения (рис. 3)

включает в себя ряд дополнений в этапах 2 и 5 (рис. 5).

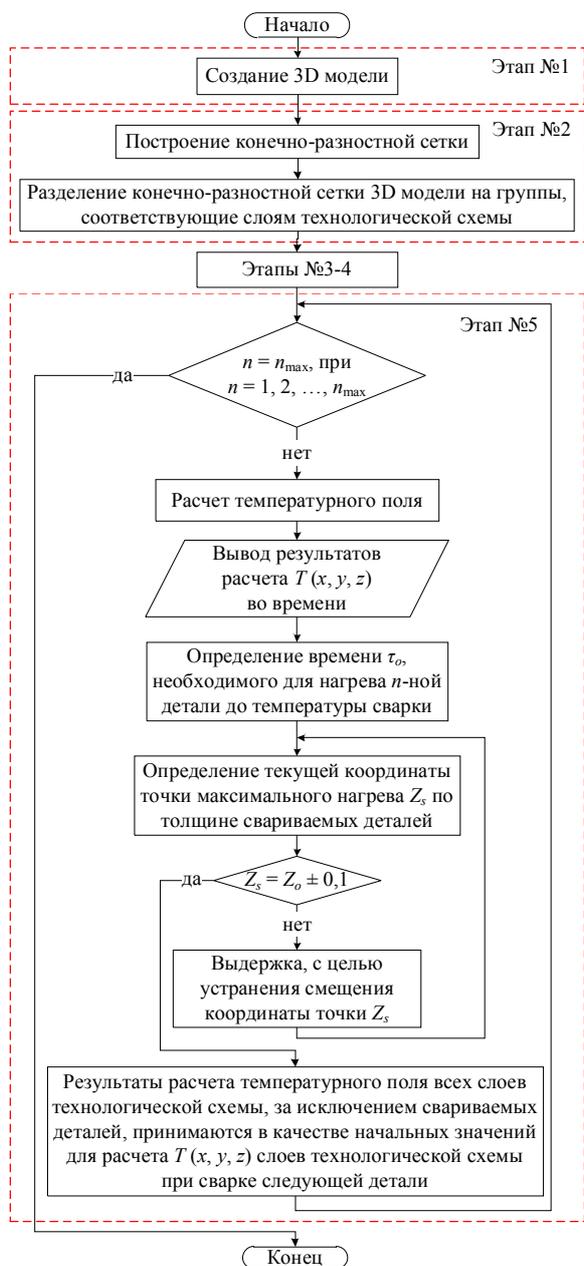


Рис. 5. Структурная схема решения системы уравнений (9)

В соответствии с указанным выше, для реализации ВЧ-сварки партии деталей  $n$  принимаем за  $T_n$  первых свариваемых заготовок из партии  $n_1$  и остальных слоев технологической схемы температуру нормальных условий ( $T_n = 20\text{ }^\circ\text{C}$ ), а при сварке последующих заготовок ( $n_{i+1}$ ) из партии за  $T_n$  слоев, не относящихся к обрабатываемым заготовкам (см. рис. 4, поз. 1, 4 и 5), принимаем окончательные температуры соответствующих слоев, полученные при ВЧ-сварке предыдущих заготовок ( $n_{i-1}$ ). В связи с

этим и для удобства решения рассматриваемой задачи на втором этапе разделяем конечно-разностную сетку 3D-модели технологической схемы на группы, соответствующие ее слоям.

На этапе № 5 осуществляем расчет распределения температуры в свариваемых заготовках  $n_i$  из партии с предварительным заданием  $T_n$  всех слоев технологической системы. Также на пятом этапе, учитывая наличие только одной теплоизоляционной прокладки (необходимость исключения второй прокладки описана ниже), дополнительно определяем положение координаты точки максимального нагрева  $Z_s$  по толщине свариваемых заготовок и непрерывно контролируем величину ее смещения от требуемого положения  $Z_0$ . Это организовано для повышения качества сварного соединения и эффективности протекания процесса сварки партии изделий в высокочастотном поле.

В соответствии с рис. 5 с использованием разработанной математической модели была произведена имитация ВЧ-сварки (с нагревом до температуры  $T_{\text{сварки}} = 216\text{ }^\circ\text{C}$  напряжением  $U_p = 900\text{В}$ ) партии полиамидных деталей ПА6 ( $n = 30$  шт.). На рис. 6 представлена шкала  $T_n$  граничного узла слоев технологической схемы верхней (высокопотенциального электрода) и средней (обрабатываемой заготовкой) группы  $Z_{1-2}$ . При этом весь процесс последовательной обработки партии деталей сопровождался непрерывным понижением времени достижения в свариваемых заготовках требуемой температуры  $\tau_0$  (рис. 7) [27].

Также одной из задач анализа возможностей разработанной математической модели было исследование теплового влияния, нагревающего в процессе обработки партии деталей, электрода рабочего конденсатора. Для этого высокопотенциальный электрод не изолировался от свариваемой заготовки. Это позволило идентифицировать смещение точки  $Z_s$  относительно толщины свариваемых заготовок  $h_2$  и  $h_3$  и оценить его величину (рис. 8).

Исходя из экспериментальных данных, представленных на рис. 8, следует, что требуемое для сварки условие  $Z_s \approx Z_0$  выполняется при обработке только двух деталей из партии – восьмой  $n_8$  и девятой  $n_9$ . При ВЧ-сварке остальных деталей тепловое влияние неизолированного высокопотенциального электрода рабочего конденсатора, нагревающегося в процессе обработки, приводит к отрицательному для сварки эффекту (при температурах неизолированного электрода до  $55\text{ }^\circ\text{C}$  координата точки

$Z_s$  смещается в сторону изоляционной прокладки, а с увеличением его температуры – направление смещения меняется).

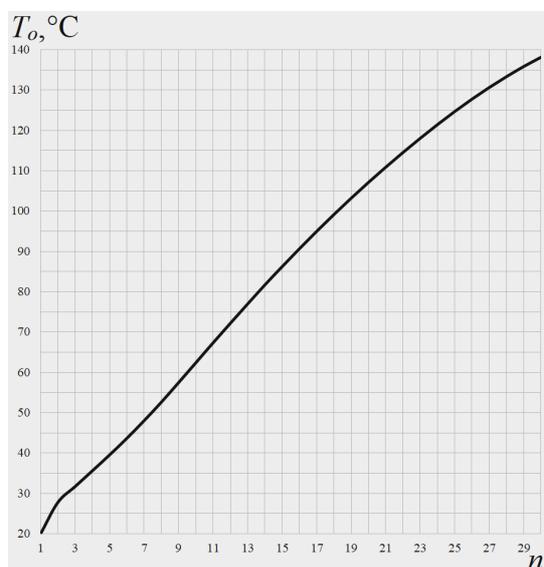


Рис. 6. Шкала  $T_n$  узла  $Z_{1-2}$

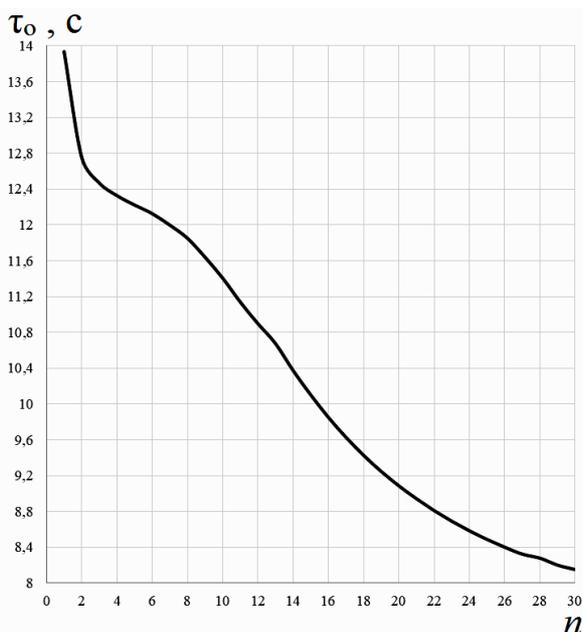


Рис. 7. Экспериментальный график зависимости  $\tau_o = f(n)$

Рис. 9 иллюстрирует распределения температуры по сечению свариваемых заготовок при обработке  $n_1$  и  $n_{30}$  деталей из партии с ВЧ-нагревом до  $T_{\text{сварки}}$  и отражает характерное снижение ширины площадки максимального нагрева, а также смещение  $Z_s$  в сторону более нагретого высокопотенциального электрода.

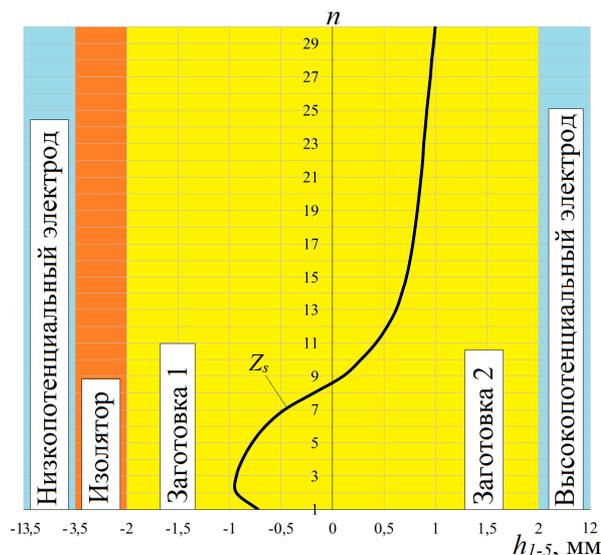


Рис. 8. Иллюстрация теплового влияния неизолированного высокопотенциального электрода рабочего конденсатора на смещение координаты точки  $Z_s$  относительно  $h_2$  и  $h_3$

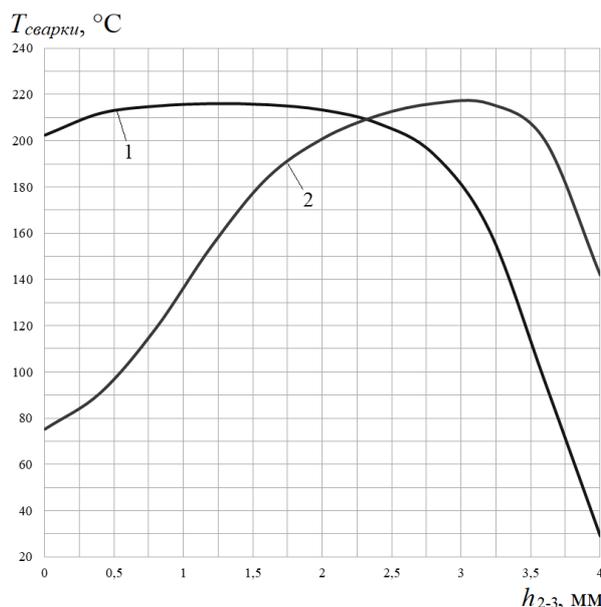


Рис. 9.  $T_{\text{сварки}} = f(h_{2-3})$  при ВЧ-сварке  $n_1$  (1) и  $n_{30}$  (2) детали из партии

### Заключение

В представленной работе была разработана математическая модель тепловых процессов ВЧ-обработки, представляющая собой систему дифференциальных уравнений нестационарной теплопроводности с внутренними источниками тепла. В разработанной модели учитывается непостоянство всех значимых температурных свойств (удельная теплоемкость, коэффициент теплопроводности) как обрабатываемого изделия, так и слоев, не относящихся к полимерам, и их влияние на процесс обработки. Также

учтено непостоянство удельной мощности внутренних источников тепла в процессе ВЧ-обработки. Более того, математическая модель не ограничена по количеству слоев технологической схемы и спектру решаемых задач. Она позволяет исследовать распределение тепла во всем объеме как обрабатываемого полимерного изделия разной геометрической формы и химического состава, так и в объеме электродов рабочего конденсатора и теплоизоляционных прокладок (при необходимости). Для решения системы уравнений (2) разработан общий алгоритм, адаптируемый для решения частных практических задач (например, сварка).

Апробация разработанной математической модели при ВЧ-сварке партии полимерных деталей позволила идентифицировать влияние нагреваемого в процессе обработки неизолированного электрода на положение координаты точки максимального нагрева. А это, в свою очередь, можно использовать при организации управления процессом ВЧ-обработки, а именно в обеспечении необходимого положения координаты точки максимального нагрева, что достигается следующим образом:

- 1) подбором материала и толщины каждой теплоизоляционной прокладки;
- 2) определением температуры неизолированного электрода, соответствующей необходимому смещению координаты точки максимального нагрева и последующим поддержанием данной температуры.

#### Литература

1. Лившиц А.В. Автоматизированная система научных исследований высокочастотной электротермии // Проблемы машиностроения и автоматизации. М.: ОАО НИАТ, 2015. № 4. С. 54-60.
2. Butorin D. Automated control system to monitor dielectric losses in polymers // MATEC Web of Conferences. 2018. P. 02003.
3. Ларченко А.Г. Система автоматизированного управления высокочастотным диагностированием при производстве и эксплуатации изделий из полимерных материалов: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.06: защищена 2014. Иркутск, 2014. 164 с.
4. Лившиц А.В. Автоматизированное управление технологическими процессами высокочастотной электротермии полимеров: дис. ... д-ра техн. наук: 05.13.06: защищена 2016. Иркутск, 2016. 351 с.
5. Markov A.V., Yulnets Yu.P., Rumynsky S.N. Automatic temperature control at the high-frequency plastic welding // Сварочное производство. М.: ООО ИЦТМ, 2005. № 4. С. 45-47.
6. Лившиц А.В. Автоматизированное управление технологическими процессами высокочастотной электротермии полимеров: автореф. дис. ... д-ра техн. наук. Иркутск, 2016. 22 с.
7. Юленец Ю.П., Марков А.В. Многофункциональный контроль параметров технологического процесса в электротермической установке высокочастотного диэлектрического нагрева // Электротехника. М.: АО "Фирма Знак", 2007. № 7. С. 60-64.
8. Автоматизация контроля структурных превращений в полимерных материалах при электротермической обработке/ Д.В. Буторин, Н.Г. Филиппенко, С.Н. Филатова, А.В. Лившиц, С.К. Каргапольцев // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. Иркутск: ИрГУПС, 2016. № 1(49). С. 117-125.
9. Румынский С.Н. Автоматизированная система управления процессом высокочастотной сварки изделий из полиамида: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.06, 05.09.10: защищена 2005. СПб., 2005. 133 с.
10. Буторин Д.В., Филиппенко Н.Г., Лившиц А.В. Комплексированный метод автоматизированного высокочастотного контроля фазовых превращений в полимерных материалах // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. М.: Научтехлитиздат, 2016. № 10. С. 10-18.
11. Лившиц А.В. Управление технологическими процессами высокочастотной электротермии полимеров // Проблемы машиностроения и автоматизации. М.: ОАО НИАТ, 2015. № 3. С. 120-126.
12. Циркина О.Г. Теоретическое и экспериментальное обоснование повышения эффективности технологий отделки текстиля с использованием поля токов высокой частоты: дис. ... д-ра техн. наук: 05.19.02: защищена 2015. Иваново, 2015. 418 с.
13. Буторин Д.В. Автоматизация управления процессами высокочастотной обработки полимерных материалов разной степени полярности: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.06: защищена 2018. Иркутск, 2018. 174 с.
14. Кузнецов Г.В., Шерemet М.А. Разностные методы решения задач теплопроводности: учеб. пособие. Томск: ТПУ, 2007. 172 с.
15. Александров А.А. Математическое моделирование процесса охлаждения заготовок из алюминиевых сплавов при термообработке // Вестник Бурятского государственного университета. Математика, информатика. 2016. № 3. С. 15-22.
16. Марков А.В. Математическая модель СВЧ-термообработки влажных материалов // Прикладная физика. М.: АО НПО Орион, 2005. № 3. С. 92-95.
17. Лившиц А.В. Несимметричные термоизоляторы при высокочастотной электротермии полимеров // Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана. М.: НП "НЭИКОН", 2014. № 5. С. 31-40.
18. Трофимов Н.В. Управление режимом высокочастотной сварки изделий из пластмасс сложной формы: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.06: защищена 2011. СПб., 2011. 112 с.
19. Лившиц А.В. Исследование процесса высокочастотной электротермии термопластов на основе его математического моделирования // Системы. Методы. Технологии. Братск: БрГУ, 2014. №1(21). С. 90-98.
20. Марков А.В., Трофимов Н.В., Юленец Ю.П. Оптимизация режима высокочастотной сварки пластмасс по глубине прогрева околосшовной зоны // Пластические массы. М.: "Издательский Дом Пластмассы", 2009. № 12. С. 46-48.
21. Лившиц А.В. Математическое моделирование процессов высокочастотного нагрева термопластов и повышение качества сварных полимерных деталей // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. Иркутск: ИрГУПС, 2014. № 1(41). С. 115-120.
22. Попов С.И. Автоматизация управления технологическими процессами восстановления эксплуатационных свойств полимеров: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.06: защищена 2013. Иркутск, 2013. 150 с.

23. Марков А.В., Юленец Ю.П. Математическая модель высокочастотной сварки пластмасс в неоднородном электрическом поле // *Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии*. Орел: ОГУ им. И.С. Тургенева, 2012. № 2(292). С. 44-49.

24. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013617957. Расчет нагрева элементов технологической системы при высокочастотной термической обработке/ С.И. Попов, А.В. Лившиц, Н.Г. Филиппенко, А.Г. Ларченко. Правообладатель: ФГБОУ ВПО ИрГУПС. Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ 28.08.2013 г.

25. Mathematical modelling of the processes of the high-frequency heating of thermoplastics and quality improvement of welded polymeric items / A.V. Livshits, N.G.

Filippenko, A.P. Homenko, S.K. Kargapoltsev, V.E. Gozbenko, Z.G. Dambaev // *JP Journal of Heat and Mass Transfer*. 2017. Vol. 14. № 2. P. 219-226.

26. Лившиц А.В. Влияние термоизоляторов на нагрев полимеров при высокочастотной электротермии // *Инженерный вестник Дона*. Ростов-н/Д.: СКНЦ ВШ ЮФУ, 2014. № 2(29). С. 21-29.

27. Буторин Д.В. Математическое моделирование процесса высокочастотной сушки партии полимерных изделий, изолированных от электродов рабочего конденсатора с обеих сторон // *Международный журнал научных публикаций «Colloquium-journal»*. Голая пристань: ГРЦЗ, 2018. №7(18). С. 14-23.

28. ГОСТ 8.395-80 ГСИ. Нормальные условия измерений при поверке. М.: Изд-во стандартов, 2001. 12 с.

Поступила 19.12.2019; принята к публикации 14.02.2020

#### Информация об авторах

**Буторин Денис Витальевич** – канд. техн. наук, старший преподаватель кафедры автоматизации производственных процессов факультета транспортных систем, Иркутский государственный университет путей сообщения (664074, Россия, г. Иркутск, ул. Чернышевского, 15), e-mail: den\_butorin@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1160-5756>

**Филиппенко Николай Григорьевич** – канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры автоматизации производственных процессов факультета транспортных систем, Иркутский государственный университет путей сообщения (664074, Россия, г. Иркутск, ул. Чернышевского, 15), e-mail: pentagon@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7557-7774>

**Александров Андрей Алексеевич** – канд. техн. наук, доцент кафедры автоматизации производственных процессов факультета транспортных систем, Иркутский государственный университет путей сообщения (664074, Россия, г. Иркутск, ул. Чернышевского, 15), e-mail: andreyaalexandrov2008@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7447-5031>

### DEVELOPMENT OF A MATHEMATICAL MODEL OF THERMAL PROCESSES OF HIGH-FREQUENCY PROCESSING OF POLYMERIC MATERIALS

**D.V. Butorin, N.G. Filippenko, A.A. Aleksandrov**

**Irkutsk State Transport University, Irkutsk, Russia**

**Abstract:** the article justifies the need for mathematical modeling of high-frequency electrothermics and the analysis of existing solutions in this area. The mathematical model of thermal processes of high-frequency processing, which is a system of differential equations of transient heat conduction with internal heat sources, taking into account the disadvantages and limitations of the use of existing models, as well as allowing to investigate the distribution of heat throughout the volume of polymer products of geometric shapes of any complexity. It identified initial and boundary conditions to solve the formed system of equations. General algorithm is developed for calculation of temperature fields in high-frequency heating, which can be combined for solving particular practical tasks (e.g., welding). The paper presents the results of approbation of the developed mathematical model for high frequency welding batch of polymer parts. It also allowed to identify the influence of heating by sequential treatment of parts made of non-insulated electrode on the position coordinates of the point of maximum heating, which in turn can be used in the management process of high-frequency processing. The work also defines a technique for shifting and maintaining the zone of maximum heating over the thickness of the processed (welded) polymer preforms. This technique allows you to improve the quality of finished products during high-frequency welding of different thickness blanks and high-frequency welding of a batch of symmetrical blanks. This is achieved either by preheating the non-insulated electrode, or by selecting the material and the thickness of the insulation

**Key words:** mathematical model, unsteady thermal conductivity, numerical methods, electrothermy, polymers, high-frequency welding, details lot

#### References

1. Livshits A.V. “The automated system of scientific researches of high-frequency electrothermics”, *Engineering and Automation Problems (Problemy mashinostroyeniya i avtomatizatsii)*, 2015, no. 4, pp. 54-60.
2. Butorin D. “Automated control system to monitor dielectric losses in polymers”, *MATEC Web of Conferences*, 2018, pp. 02003.
3. Larchenko A.G. “Automated control system for high-frequency diagnostics in the production and operation of products made of polymeric materials” (“Sistema avtomatizirovannogo upravleniya vysokochastotnym diagnostirovaniyem pri proizvodstve i ekspluatatsii izdeliy iz polimernykh materialov”), Cand. Tech. sci. diss., Irkutsk, 2014, 164 p.
4. Livshits A.V. “Automated control of technological processes of high-frequency electrothermy of polymers” (“Avtomatizirovannoe upravlenie tekhnologicheskimi protsessami vysokochastotnoy elektrotermii polimerov”), Dr. Tech. sci. diss., Irkutsk, 2016, 351 p.

5. Markov A.V., Yulenets Yu.P., Rumynsky S.N. "Automatic temperature control at the high-frequency plastic welding", *Welding Production*, 2005, issue 4, pp. 45-47.
6. Livshits A.V. "Automated control of technological processes of high-frequency electrothermy of polymers" ("Avtomatizirovanoe upravleniye tekhnologicheskimi protsessami vysokochastotnoy elektrotermii polimerov"), Dr. Tech. sci. diss., 22 p.
7. Yulenets Yu.P., Markov A.V. "Multifunctional control of the process variables in the thermal-electric facility for high-frequency dielectric heating", *Russian Electrical Engineering (Elektrotehnika)*, 2007, vol. 78, no. 7, pp. 60-64.
8. Butorin D.V., Filippenko N.G., Filatova S.N., Livchitc A.V., Kargapoltsev S.K. "Automation of control of structural transformation in polymeric materials at heat treatment", *Modern technologies. System analysis. Modeling (Sovremennyye tekhnologii. Sistemnyy analiz. Modelirovaniye)*, 2016, no. 1(49), pp. 117-125.
9. Rumynskiy S.N. "Automated control system for high-frequency welding of polyamide products" ("Avtomatizirovannaya sistema upravleniya protsessom vysokochastotnoy svarki izdeliy iz poliamida"), Cand. Tech. sci. diss., Saint-Petersburg, 2005, 133 p.
10. Butorin D.V., Filippenko N.G., Livchitc A.V. "Complexed method of automated control high phase transformations in polymeric materials", *Instruments and Systems: Monitoring, Control, and Diagnostics (Pribory i sistemy. Upravleniye, kontrol', diagnostika)*, 2016, no. 10, pp. 10-18.
11. Livshits A.V. "Management of technological processes of high-frequency electrothermie of polymers", *Engineering and Automation Problems (Problemy mashinostroeniya i avtomatizatsii)*, 2015, no. 3, pp. 120-126.
12. Tsirkina O.G. "Theoretical and experimental substantiation of increasing the efficiency of textile finishing technologies with the use of high frequency current field" ("Teoreticheskoe i eksperimental'noye obosnovaniye povysheniya effektivnosti tekhnologii otdelki tekstilya s ispol'zovaniyem polya tokov vysokoy chastoty"), Dr. Tech. sci. diss., Ivanovo, 2015, 418 p.
13. Butorin D.V. "Automation of control of processes of high-frequency processing of polymeric materials of different degree of polarity" ("Avtomatizatsiya upravleniya protsessami vysokochastotnoy obrabotki polimernykh materialov raznoy stepeni polynarnosti"), Cand. Tech. sci. diss., Irkutsk, 2018, 174 p.
14. Kuznetsov G. V., Sheremet M. A. "Difference methods for solving problems of thermal conductivity" ("Raznostnye metody resheniya zadach teploprovodnosti"), Tomsk, TPU, 2007, 172 p.
15. Aleksandrov A.A. "Mathematical modeling of process of cooling of billets of aluminum alloys during heat treatment", *BSU bulletin. Mathematics, Informatics (Vestnik Buryatskogo gosudarstvennogo universiteta. Matematika, informatika)*, 2016, no. 3, pp. 15-22.
16. Markov A.V. "A mathematical model of microwave heat treatment process of moist materials", *Applied Physics (Prikladnaya fizika)*, 2005, no. 3, pp. 92-95.
17. Livshits A.V. "Asymmetric thermal insulators for high-frequency electrothermia of polymers", *SCIENCE & EDUCATION: scientific edition of Bauman MSTU (Nauka i obrazovanie: nauchnoye izdanie MGTU im. N.E. Baumana)*, 2014, no. 5, pp. 31-40.
18. Trofimov N.V. "Control of high-frequency welding of complex plastic products" ("Upravlenie rezhimom vysokochastotnoy svarki izdeliy iz plastmass slozhnoy formy"), Cand. Tech. sci. diss., Saint-Petersburg, 2011, 112 p.
19. Livshits A.V. "Study of high-frequency electrothermics process of thermoplastics on the basis of its mathematical modeling", *Systems. Methods. Technologies (Sistemy. Metody. Tekhnologii)*, 2014, no. 1(21), pp. 90-98.
20. Markov A.V., Trofimov N.V., Yulenets Yu.P. "A problem of optimal parameters definition in high frequency welding of plastics", *Plastics (Plasticheskie massy)*, 2009, no. 12, pp. 46-48.
21. Livshits A.V. "Mathematical modeling of high frequency heating of thermoplastics and quality weld polymer parts", *Modern Technologies. System Analysis. Modeling (Sovremennyye tekhnologii. Sistemnyy analiz. Modelirovaniye)*, 2014, no. 1(41), pp. 115-120.
22. Popov S.I. "Automation of control of technological processes of restoration of operational properties of polymers" ("Avtomatizatsiya upravleniya tekhnologicheskimi protsessami vosstanovleniya ekspluatatsionnykh svoystv polimerov"), Cand. Tech. sci. diss., Irkutsk, 2013, 150 p.
23. Markov A.V., Yulenets Yu.P. "Mathematical model of welding process of plastics in non homogeneous high frequency electric field", *Fundamental and Applied Problems of Technics and technology (Fundamental'nye i prikladnye problemy tekhniki i tekhnologii)*, 2012, no. 2(292), pp. 44-49.
24. Popov S.I., Livchitc A.V., Filippenko N.G., Larchenko A.G. "Calculation of heating of elements of technological system at high-frequency heat treatment" ("Raschet nagreva elementov tekhnologicheskoy sistemy pri vysokochastotnoy termicheskoy obrabotke"), Certificate of state registration of computer programs no. 2013617957.
25. Livshits A.V., Filippenko N.G., Homenko A.P., Kargapoltsev S.K., Gozbenko V.E., Dambaev Z.G. "Mathematical modeling of the processes of the high-frequency heating of thermoplastics and quality improvement of welded polymeric items", *JP Journal of Heat and Mass Transfer*, 2017, vol. 14, no. 2, pp. 219-226.
26. Livshits A.V. "Influence of thermal insulators for heating polymers at high electrothermics", *Don's Engineering Bulletin (Inzhenernyy vestnik Dona)*, 2014, no. 2(29), pp. 21-29.
27. Butorin D.V. "Mathematical modeling of the high-frequency drying process of the party of polymeric products isolated from the electrodes of a working condenser with both parts", *Colloquium-journal*, 2018, no. 7(18), pp. 14-23.
28. GOST 8.395-80 GSI. "Normal measurement conditions during verification" ("Normal'nye usloviya izmereniy pri pov-erke"), 2001, 12 p.

Submitted 19.12.2019; revised 14.02.2020

#### Information about the authors

**Denis V. Butorin**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Irkutsk State Transport University (15 Chernyshevsky str., Irkutsk 664074, Russia), e-mail: den\_butorin@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1160-5756>

**Nikolay G. Filippenko**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Irkutsk State Transport University (15 Chernyshevsky str., Irkutsk 664074, Russia), e-mail: pentagon@mail.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-7557-7774>

**Andrey A. Aleksandrov**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Irkutsk State Transport University (15 Chernyshevsky str., Irkutsk 664074, Russia), e-mail: andreyalexandrov2008@yandex.ru, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7447-5031>

## ФОРМИРОВАНИЕ ТРАЕКТОРИИ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ РЕЖУЩЕГО ИНСТРУМЕНТА В САМ-СИСТЕМЕ ПРИ АВТОМАТИЗИРОВАННОМ ПРОЕКТИРОВАНИИ ФРЕЗЕРНОЙ ОБРАБОТКИ СЛОЖНОПРОФИЛЬНОЙ ДЕТАЛИ

О.И. Попов<sup>1</sup>, А.В. Демидов<sup>1</sup>, М.И. Попова<sup>1</sup>, В.П. Чумарный<sup>1</sup>, А.В. Грошев<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

<sup>2</sup>ООО "СПРУТ-Технология", г. Набережные Челны, Россия

**Аннотация:** разработан эффективный алгоритм автоматизированной подготовки управляющих программ, реализованный в системе SprutCAM для построения траектории перемещения режущего инструмента по кривой, образованной в результате пересечения эквидистантной и основной поверхностей. Построение криволинейной линии перемещения режущего инструмента получено на основе результатов теоретического рассмотрения вопроса о формировании микрорельефа обрабатываемых поверхностей твердотельной модели и их особенностей, заданных кривыми NURBS. Предлагаемый алгоритм позволяет сформировать высокоточную траекторию перемещения металлообрабатывающего инструмента в виде сплайнов, что является особенно важным при создании управляющих программ для современных станков с ЧПУ. Аппроксимация теоретических точек происходит с помощью сплайна, учитывающего также изломы, которые являются ошибками в управляющей программе и разделяют кривую на сегменты. Разработанный алгоритм построения траектории движения инструмента для моделирования виртуального процесса механической обработки в системе автоматического моделирования SprutCAM позволил с высокой точностью перемещения режущего инструмента визуально проконтролировать процесс фрезерования после расчета траектории каждой отдельной операции; обеспечить контроль над взаимным перемещением рабочих органов станка и заготовки, предотвратив их столкновения; повысить технологичность изготовления; сгенерировать качественную управляющую программу для станка с ЧПУ и изготовить деталь с необходимыми точностью и качеством обработанных поверхностей с минимальными затратами на обработку

**Ключевые слова:** механическая обработка, сложнопрофильная деталь, автоматизированное проектирование, управляющая программа, моделирование, SprutCAM, ЧПУ

### Введение

Для формирования в результате механического резания сложнопрофильных деталей машин с высокими требованиями по точности и качеству обработанной поверхности современное машиностроение требует создания сложных технологических процессов. Современное станочное оборудование позволяет обрабатывать детали со сложной геометрической формой без дополнительных вспомогательных операций базирования и установки. Это дает возможность повысить точность механической обработки, производительность, а также отказаться от применения специальных технологических приспособлений. В условиях повышения точности и качества изделий значительно возрастают требования к автоматизированным системам технологической подготовки производства. Ключевым элементом таких систем является модуль подготовки управляющих программ (УП) для станков с ЧПУ (САМ-система) [1, 2].

Ключевым требованием к САМ-системе является необходимость ее использования в автоматизированной подготовке управляющей программы механической обработки на станках с ЧПУ. Одним из основных требований, предъявляемых к САМ-системам, является плавность траектории перемещения режущего инструмента. Современные фрезерные станки с ЧПУ имеют сплайновую аппроксимацию и обеспечивают точность позиционирования до 1 мкм, что требует соответствующих возможностей от системы подготовки УП. Однако, как показывает практика, САМ системы не обеспечивают заданную точность в 0.001 мм расчета при обработке деталей, а время вычисления при формировании траектории движения инструмента слишком большое [3]. Научная новизна исследований заключается в разработке алгоритма для точного расчета траектории перемещения режущего инструмента, в результате чего была смоделирована и обработана деталь сложного профиля типа «Крыльчатка».

### Постановка задачи

В основе алгоритма для точного расчета траектории перемещения инструмента при

виртуальном моделировании механической обработки лежит функция построения кривой в форме эквидистанты. Эквидистанта для заданного контура – это линия, находящаяся на равном расстоянии по нормали от обрабатываемой поверхности. Формирование эквидистанты, как функции перемещения инструмента, выполняется в два этапа:

1. Расчет линии относительно обрабатываемого контура, каждая геометрическая точка которой равноудалена от соответствующей ей геометрической точки на обрабатываемой кривой.

2. Удаление нежелательных петель из криволинейной линии, рассчитанной в первом этапе.

Целью данной работы является разработка алгоритма для расчета точной траектории обрабатываемого инструмента в виде сплайновых линий необходимой для создания качественных управляющих программ станками с ЧПУ. Цель может быть достигнута путем построения криволинейной линии перемещения режущего инструмента как кривой пересечения эквидистантной и обрабатываемой поверхностей, на основе результатов теоретического рассмотрения вопроса о формировании микрорельефа обрабатываемых поверхностей и их особенностей твердотельной модели, заданных кривыми NURBS.

### Результаты работы

Рассмотрим, как образуется эквидистантная линия к сплайну в виде моделей заданных ненормированными рациональными би-сплайнами (NURBS). Пусть дана гладкая, плоская, дифференцируемая во всей области существования кривая:

$$C(t) = (x(t), y(t)). \quad (1)$$

Тогда эквидистантная ей криволинейная линия, все точки которой находятся на расстоянии  $d$  от соответствующих геометрических точек, определяется как:

$$C_d(t) = C(t) + d \cdot N(t), \quad (2)$$

где  $N(t)$  единичный вектор нормали к обрабатываемой кривой  $C(t)$

$$N(t) = \frac{(y'(t), -x'(t))}{\sqrt{x'(t)^2 + y'(t)^2}}. \quad (3)$$

Квадратный корень в уравнении (3) свидетельствует о том, что кривую  $C_d(t)$  нельзя построить с абсолютной точностью в виде полиномиальной или рациональной сплайновой линии.

Большинство методов построения эквидистанты итерационно определяют новую кривую. После определения точности получившейся кривой при превышении заданной точности аппроксимации делят заданную кривую на более мелкие линии. Такой метод предполагает деление заданной кривой  $C(t)$ . Пусть линия  $C(t)$  представляет собой кривую Безье или неравномерный рациональный би-сплайн (NURBS).

Тогда аппроксимацию кривой обозначим:  $C_d(t)$  как  $C_d^a(t)$ . Обычно определяемая ошибка аппроксимации эквидистанты измеряется только в конечном числе контрольных точек  $C(t)$ , вычисляя  $\varepsilon_i = |C(t_i) - C_d^a(t_i)| - d$ , где  $d$  – величина равносмещённой эквидистанты.

$$\varepsilon(t) = |C(t) - C_d^a(t)|^2 - d^2 \quad (4)$$

Вычисляя разность и произведение кривой Безье (или NURBS), можно получить выражение для функции ошибки  $\varepsilon(t)$ . Таким образом, окончательно итоги вычислений можно представить в виде кривой Безье. Из геометрии выпуклой оболочки кривых Безье, следует, что экстремальное значение функции не превысит максимальный коэффициент. Следовательно, с достаточной точностью для практических расчетов можно сравнить квадрат заданного отклонения с максимумом коэффициента кривой  $\varepsilon(t)$ .

Для получения эквидистантой линии необходимо выполнить следующие этапы:

а) выделить из полученной исходной кривой сегменты кривой Безье;

б) выделить на каждом из сегментов кривой Безье участки, которые соответствуют требуемой кривизне;

в) для полученного интервала параметра (кривой Безье) построить эквидистанту. Для этого необходимо провести анализ геометрии получившейся линии (окружность, прямая и т.д.) относительно контрольных точек. Известно, что равноудаленная кривая строится с помощью аппроксимации точек, полученных перемещением с шагом, зависящим от точности вычислений или методом деления;

г) после определения геометрической формы эквидистанты  $C^a(t)$  производят расчет ее точности по формуле. При невыполнении условия повышают количество точек аппроксимирующей кривой.

При определении геометрической формы эквидистантной кривой на ней могут образовываться петли. Существует два типа петель: локальные и глобальные. Точка эквидистанты располагается внутри локальной петли в том случае, если в соответствующей ей точке обрабатываемой кривой радиус кривизны меньше величины смещения эквидистантой линии. Возможный случай возникновения локальной петли изображен на рис. 1.

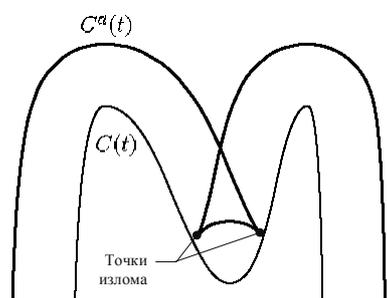


Рис. 1. Образование локальной петли

Для оптимального удаления петель необходимо с высокой точностью определить расположение точек излома на эквидистантной кривой. Кривизна плоской параметрически заданной криволинейной линии определяется по выражению

$$K = \frac{x' \cdot y'' - x'' \cdot y'}{(x'^2 + y'^2)^{3/2}} \quad (5)$$

Из выражения (5) следует, что для определения формы линии, соответствующей точке излома, необходимо решить уравнение.

$$K(t) = 1/d \quad (6)$$

Если обрабатываемая кривая является полиномиальной кривой Безье степени  $n$ , ее можно представить в виде:

$$C(t) = (x(t), y(t)) \quad (7)$$

где  $x(t)$ ,  $y(t)$  - полиномы степени  $n$ . Возведем уравнение в квадрат и помножим на знаменатель, получим

$$(x' \cdot y'' - x'' \cdot y')^2 = \frac{(x'^2 + y'^2)^3}{d^2} \quad (8)$$

Левая часть уравнения (8) представляет собой полином степени  $4n - 6$ , а правая часть - полином степени  $6(n - 1)$ .

Следовательно, если полиномиальная кривая Безье степени  $n$ , то решение уравнения сводится к задаче нахождения корней полинома степени  $6(n - 1)$ . Если обрабатываемая кривая представляет собой рациональную кривую, то решение также сводится к задаче нахождения корней полинома.

На рис. 2 показан алгоритм формирования фрагментов рабочих ходов при трехкоординатной обработке элементарной поверхности. На вход блока поступает геометрическая модель обрабатываемого изделия. Остальные исходные данные, необходимые для расчета, определяются пользователем в интерактивном режиме работы с системой.

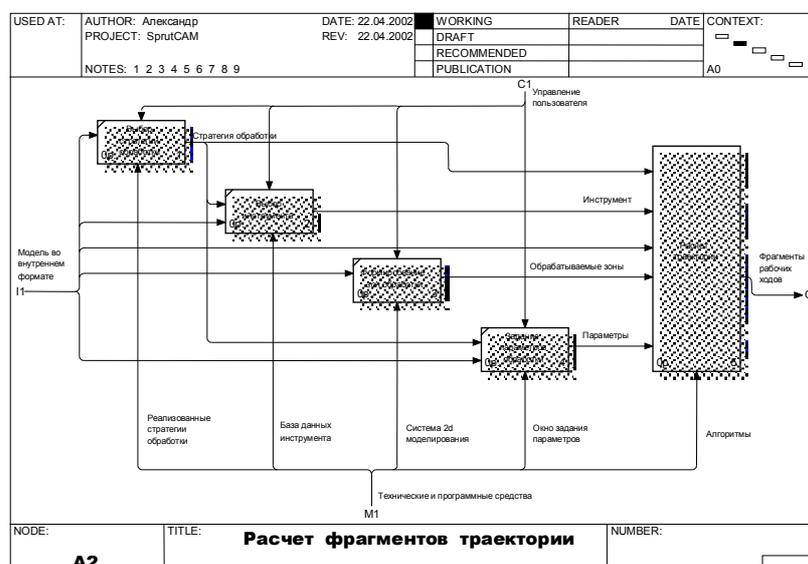


Рис. 2. Алгоритм расчета траектории инструмента

Описанный алгоритм построения траектории движения инструмента можно реализовать в системе SprutCAM и смоделировать процесс фрезерования. Фрезерная обработка была смоделирована на примере детали «Крыльчатка» (рис. 3, 4) в системе SprutCAM.

Расчет траектории необходимо выполнять сразу с учетом характеристик станка, которые заложены в кинематическую схему. При данной методике из остаточного материала формируется модель заготовки, которая будет использоваться в последующих операциях [4, 5].

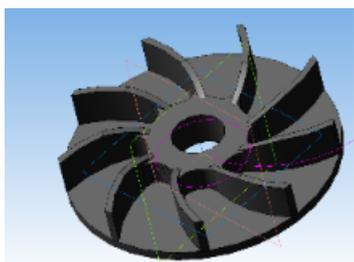


Рис. 3. 3D-модель детали сложного профиля «Крыльчатка»

Типом заготовки для детали «Крыльчатка» был выбран круглый диск.

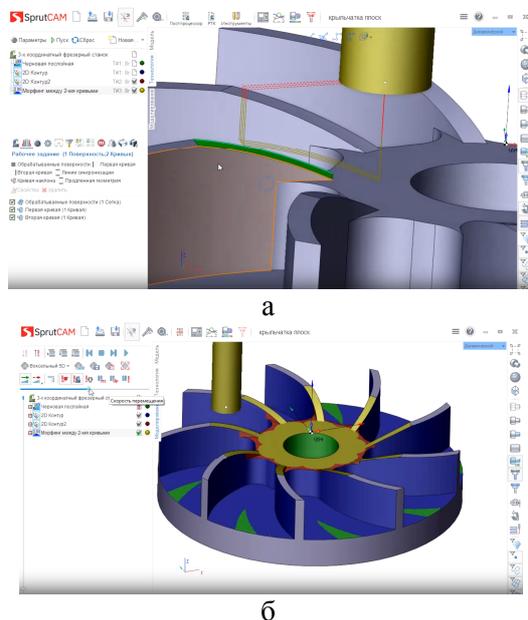


Рис. 4. Визуализация процесса механической обработки:  
а - создание траектории инструмента;  
б - результат обработки с размножением траектории

Обработка детали «Крыльчатка» была реализована на трехкоординатном фрезерном станке EMCO Concept Mill 55 с системой управления ЧПУ Fanuc 35i.

По автоматически сгенерированной управляющей программе в G-кодах в соответствии с описанным алгоритмом расчёта перемещения режущего инструмента была произведена механическая обработка детали «Крыльчатка» на фрезерном станке с ЧПУ (рис. 5). Время обработки составило 23 минуты 15 секунд.



Рис. 5. Обработанная деталь «Крыльчатка»

Виртуальное моделирование обработки деталей по эквидистантным кривым позволяет разрабатывать технологию обработки с многокритериальной оптимизацией (перемещение инструмента, трудоёмкость, режимы механической обработки, подача инструмента, стратегии обработки и т.д.). В результате моделирования визуально контролируется весь процесс механической обработки детали с учетом перемещений всех исполнительных и вспомогательных органов станка. Кроме того, система автоматически помечает кадры программы, в которых обнаруживает столкновения или недопустимые режимы резания. SprutCAM система решает задачу по написанию управляющих программ с наименьшими затратами времени, а также сокращает время технологической подготовки производства.

## Заключение

В статье был впервые разработан алгоритм, который позволяет выполнять программирование современных станков с ЧПУ путем расчета высокоточной траектории и представления ее в виде сплайнов. Найденная последовательность точек аппроксимируется сплайном с учетом точек излома, разделяющих гладкие сегменты кривой. Полученные сегменты кривых объединяются в замкнутые контуры.

Разработанный алгоритм построения траектории движения инструмента для моделирования процесса механической обработки детали сложного профиля в системе автоматического моделирования SprutCAM позволил визуально проконтролировать процесс фрезеро-

вания после расчета траектории каждой отдельной операции; обеспечить контроль над взаимным перемещением рабочих органов станка и заготовки, предотвратив их столкновения; повысить технологичность изготовления; сгенерировать качественную управляющую программу для станка с ЧПУ и получить деталь «Крыльчатка» с необходимыми, указанными в технической документации, точностью и качеством обработанных поверхностей с минимальными затратами на обработку.

#### Литература

1. Грошев А.В. SprutCAM. Тенденции и проблемы развития современных систем проектирования процесса обработки на оборудовании с ЧПУ // Тезисы докладов международной конференции и выставки CAD/CAM/PDM 2002. М.: Институт проблем управления РАН, 2002. С.83.

2. Демидов А.В., Нилов В.А. Обзор основных возможностей применения САПР в современном машиностроении // Инновационные технологии и оборудование машиностроительного комплекса: межвуз. сб. науч. тр. Воронеж, 2016. С. 31-36.

3. Демидов А.В., Нилов В.А. Оптимизация подготовки производства с помощью автоматизированного проектирования // Инновационные технологии и оборудование машиностроительного комплекса: межвуз. сб. науч. тр. Воронеж, 2016. С. 37-42.

4. Методика моделирования процесса механической обработки детали сложного профиля / О.И. Попова, М.И. Попова, А.В. Демидов, К.В. Страхова, М.И. Попков // Авиакосмические технологии (АКТ-2019): тр. XX Междунар. науч.-техн. конф. и шк. молодых ученых, аспирантов и студентов. Воронеж: ООО Фирма «Элист», 2019. С. 360-368.

5. Попова О.И., Попова М.И. Демидов А.В. Моделирование механической обработки сложнопрофильных деталей в САМ-системе // Авиакосмические технологии (АКТ-2019): тр. XX Междунар. науч.-техн. конф. и шк. молодых ученых, аспирантов и студентов. Воронеж: ООО Фирма «Элист», 2019. С. 347-353.

Поступила 10.01.2020; принята к публикации 14.02.2020

#### Информация об авторах

**Попова Ольга Ивановна** – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: olga\_10\_pорова@mail.ru

**Демидов Алексей Владимирович** – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: dontcraу@mail.ru

**Попова Маргарита Ивановна** – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: vip.pороvamargarita@mail.ru

**Чумарный Владимир Петрович** - канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: kaf-tspd@yandex.ru

**Грошев Александр Владимирович** - канд. техн. наук, инженер, ООО "СПРУТ-Технология" (423816, г. Набережные Челны, а/я 16108), e-mail: groshevalexlvd@gmail.com

### FORMATION OF A TRAJECTORY FOR MOVING A CUTTING TOOL IN A CAM SYSTEM AT AUTOMATED DESIGN OF A MILLING PROCESSING OF A COMPLEX PROFILE

O.I. Popova<sup>1</sup>, A.V. Demidov<sup>1</sup>, M.I. Popova<sup>1</sup>, V.P. Chumarnyy<sup>1</sup>, A.V. Groshev<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

<sup>2</sup>CoLtd "SPRUT-Technology", Naberezhnye Chelny, Russia

**Abstract:** the article shows an effective algorithm for the automated preparation of control programs implemented in the SprutCAM system for constructing the trajectory of movement of the cutting tool along a curve formed as a result of the intersection of the equidistant and the main surfaces. The construction of a curved line of movement of the cutting tool is obtained on the basis of the results of a theoretical discussion of the formation of the micro relief of the machined surfaces of the solid model and their features defined by NURBS curves. The proposed algorithm allows you to create a high-precision trajectory of the metalworking tool in the form of splines, which is especially important when creating control programs for modern CNC machines. Approximation of theoretical points occurs using a spline that also takes into account kinks, which are errors in the control program and divide the curve into segments. The developed algorithm for constructing the tool path for modeling the virtual machining process in the SprutCAM automatic modeling system allowed: to visually control the milling process with high precision moving the cutting tool after calculating the path of each individual operation; provide control over the mutual movement of the working bodies of the machine and the work piece, preventing their collisions; improve manufacturability; generate a high-quality control program for the CNC machine and manufacture the part with the necessary accuracy and quality of the machined surfaces with minimal processing costs

**Key words:** machining, a complex part, computer-aided design, control program, modeling, SprutCAM, CNC

### References

1. Groshev A.V. "SprutCAM. Trends and problems in the development of modern systems for designing the processing process on CNC equipment", *Abstracts of the international conference and exhibition CAD / CAM / PDM 2002 (Tezisy докладov mezhdunarodnoy konferentsii i vystavki CAD/CAM/PDM2002)*, Institute for Management Problems of the Russian Academy of Sciences, Moscow, 2002, 83 p.
2. Demidov A.V., Nilov V.A. "An overview of the main possibilities of using CAD in modern engineering", *Innovative Technologies and Equipment for the Engineering Complex, an Interuniversity Collection of Scientific Papers (Innovatsionnye tekhnologii i oborudovanie mashinostroitel'nogo kompleksa: mezhvuz.sb.nauch.tr.)*, Voronezh, 2016, pp. 31-36.
3. Demidov A.V., Nilov V.A. "Optimization of production preparation using computer-aided design, in the collection: innovative technologies and equipment of the machine-building complex", *Innovative Technologies and Equipment for the Engineering Complex, an Interuniversity Collection of Scientific Papers (Innovatsionnye tekhnologii i oborudovanie mashinostroitel'nogo kompleksa: mezhvuz.sb.nauch.tr.)*, Voronezh, 2016, pp. 37-42.
4. Popova O.I., Popova M.I., Demidov A.V., Strakhova K.V., Popkov M.I. "Technique for modeling the process of machining parts of a complex profile", *Aerospace Technologies (ACT-2019): Proceedings of the XX International Scientific and Technical Conference and the School of Young Scientists, Graduate Students and Students (Aviakosmicheskie tekhnologii (AKT-2019): tr.XX Mezhdunar. nauch.-tekhn. konf. i shk. molodykh uchenykh, aspirantov i studentov)*, Voronezh, LLC Firm Elist, 2019, pp. 360-368.
5. Popova O.I., Popova M.I., Demidov A.V. "Modeling the machining of complex parts in the CAM system", *Aerospace Technologies (ACT-2019): Proceedings of the XX International Scientific and Technical Conference and the School of Young Scientists, Graduate Students and Students (Aviakosmicheskie tekhnologii (AKT-2019): tr.XX Mezhdunar. nauch.-tekhn. konf. i shk. molodykh uchenykh, aspirantov i studentov)*, Voronezh, LLC Firm Elist, 2019, pp. 347-353.

Submitted 10.01.2020; revised 14.02.2020

### Information about the authors

**Ol'ga I. Popova**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: olga\_10\_popova@mail.ru  
**Aleksey V. Demidov**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: dontcray@mail.ru  
**Margarita I. Popova**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: vip.popovamargarita@mail.ru  
**Vladimir P. Chumarnyy**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: kaf-tspd@yandex.ru  
**Aleksandr V. Groshev**, Cand. Sc. (Technical), CoLtd "SPRUT-Technology" (Naberezhnye Chelny 423816, PO Box 16108) groshevaevlad@gmail.com

## ПОИСК ОПТИМАЛЬНОЙ ГЕОМЕТРИИ ОБРАЗЦОВ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРЕДЕЛЬНЫХ ДЕФОРМАЦИЙ РАЗРУШЕНИЯ В УСЛОВИЯХ ПЛОСКОЙ ДЕФОРМАЦИИ

В.В. Елисеев, Л.В. Хливненко, А.М. Гольцев, Н.С. Переславцева

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

**Аннотация:** излагается расчетно-экспериментальная методика определения оптимальной ширины приталенных образцов с выкружками для качественной постановки эксперимента по их растяжению. Криволинейные боковые поверхности рабочей части образцов позволяют реализовать вблизи оси образца в процессе растяжения деформированное состояние, близкое плоскому. При плоской деформации наблюдается минимальная предельная деформация, которая играет важную роль при оценке бездефектности технологического процесса. Определение оптимальной ширины образца выполнено на основе численного моделирования эксперимента в программном комплексе ABAQUS в режиме Explicit. Модель строилась для анизотропного материала с изотропным упрочнением. Установлено влияние значения коэффициента Лэнкфорда вдоль направления прокатки на отношение главных деформаций. Для этого экспериментально определены значения параметров анизотропии Лэнкфорда и соответствующее им отношение главных деформаций в центре образца с выкружками в момент локализации деформации. Получена таблица значений параметров Лэнкфорда и соответствующих им оптимальных значений ширины образца с выкружками, рекомендуемая для определения предельных деформаций разрушения в условиях плоской деформации различных металлов. Результаты исследований используются при моделировании различных операций листовой штамповки с помощью систем автоматизированного проектирования технологических операций

**Ключевые слова:** геометрия образца, потеря устойчивости, деформация разрушения, плоская деформация, метод конечных элементов

### Введение

Конечно-элементное моделирование находит всё более широкое применение в технологической подготовке листовой штамповки, и в частности, при проектировании штампов. Стоимость изготовления штампов, как правило, высока, поэтому велика и критичность ошибки прогноза конечно-элементного моделирования.

Это обуславливает всё более высокие требования к точности моделирования, которые особенно резко возросли с появлением в конечно-элементных программах моделей отказов (неустойчивости деформирования, разрушения), поскольку эти модели требуют достаточно полной и точной информации обо всей истории пластического деформирования металла.

Одним из доминирующих технологических дефектов (отказов) операций листовой штамповки является потеря устойчивости в виде местных утонений, по которым затем происходит разрыв материала и разрушение заготовки. Для прогнозирования потери устойчивости листовой заготовки в процессе пластического формообразования используют диаграмму предельных деформаций (ДПД), для оценки вероятности разрушения - диаграммы разрушения.

ДПД строят в координатах: наибольшая главная деформация  $e_1^*$  в плоскости листа - параметр вида деформированного состояния  $\alpha = e_2 / e_1^*$ , где  $e_2$  - наименьшая главная деформация в плоскости листа. На рис. 1 приведена типичная ДПД алюминиевого сплава Д16АМ.

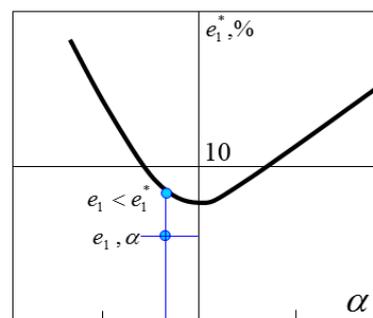


Рис. 1. Диаграмма предельных деформаций алюминиевого сплава Д16АМ

Для оценки предельных возможностей заготовки при штамповке на каждом этапе формообразования определяют наибольшие главные деформации  $e_1, e_2$  в плоскости листа и рассчитывают  $\alpha$ . Если точка на координатной плоскости, соответствующая деформированному состоянию заготовки, лежит ниже диаграммы, считают, что в рассматриваемый момент времени процесс ведется бездефектно.

На рис. 1 видно, что минимальная предельная деформация наблюдается при плоской деформации, когда  $e_2 = 0, \alpha = 0$ . Для построения левой ветви ДПД проводят два вида испытаний: на одноосное растяжение и на растяжение в условиях плоской деформации.

Для реализации условий плоской деформации испытывают приталенные образцы на растяжение (рис. 2). Криволинейные боковые поверхности рабочей части позволяют реализовать вблизи оси образца в процессе растяжения деформированное состояние, близкое плоскому.

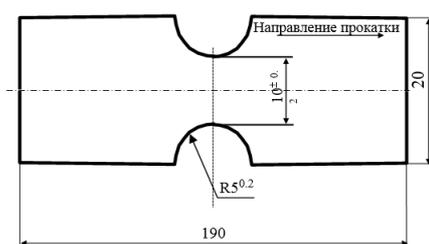


Рис. 2. Геометрическая форма приталенного образца с боковыми выкружками

Для качественной постановки такого эксперимента необходимо, чтобы разрушение начиналось вблизи центра образца, где деформированное состояние наиболее близко к плоскому. Последний момент напрямую связан с выбранными геометрическими размерами образца и анизотропией материала.

В этой связи актуальным является проведение исследований по оптимальному выбору геометрических характеристик приталенных образцов с боковыми выкружками в зависимости от анизотропии материала, параметры которой определяются при испытании на одноосное растяжение.

### Моделирование эксперимента

Моделирование растяжения приталенных образцов с боковыми выкружками проводилось в программном комплексе ABAQUS в режиме Explicit.

Первоначально в ABAQUS/CAE были заданы параметры материала, набор моделей образца с выкружками шириной 10, 11, 12, 13, 14, 16 и 20 мм. Длина рабочей части образца составляла 30 мм, радиус выкружки 5 мм. Затем каждая модель была разбита на конечные элементы.

Результат разбиения сохранялся в виде обособленной модели, что позволило выделить поименованные наборы узлов на противо-

ложных от оси образца сторонах модели (base и clamp), узлов и элементов в узкой части образца (neck-elements и neck-nodes) и элементов на поперечном сечении в узкой части образца у выкружки и на продольной оси образца (edge и center).

Длительность процесса растяжения и скорость перемещения захватов адаптировались к выбранному материалу и образцу так, чтобы была достигнута потеря устойчивости образца, сопровождающаяся падением энергии деформирования, и одновременно соблюдался принцип малости кинетической энергии.

Чтобы получить графики распределения отношения главных деформаций вдоль талии образца, были написаны два сценария на языке Perl.

Сценарий getnodes.pl использовался для получения расстояния от выкружки до каждого из элементов в талии, принадлежащих набору neck-elements. В результате строилась таблица, в первом столбце которой был указан номер элемента, во втором – расстояние от него до выкружки.

Сценарий getalpha.pl использовался для получения из массива данных, содержащего значения  $e_1$  и  $e_2$  для каждого элемента талии образца в течение процесса деформирования, значения  $\alpha$ , соответствующего моменту начала потери устойчивости.

Модель строилась для анизотропного материала с изотропным упрочнением. Скоростное упрочнение не учитывалось.

В модели материала были заданы такие характеристики, как плотность материала, модуль Юнга, кривая течения материала в табличном виде (напряжение, деформация), пластические потенциалы Хилла.

Анизотропия материала задается последним из указанных параметров. Пластические потенциалы Хилла определяют отношения пределов текучести в трех взаимно перпендикулярных направлениях:

$$\begin{aligned}
 &R_{11}, R_{22}, R_{33}, R_{12}, R_{13}, R_{23} : \\
 &R_{11} = 1.0, \\
 &R_{22} = \sqrt{\frac{G+H}{F+H}}, \\
 &R_{33} = \sqrt{\frac{G+H}{F+G}}, \\
 &R_{12} = \sqrt{\frac{3(G+H)}{2N}}.
 \end{aligned} \tag{1}$$

Для листового материала принимается  $R_{13} = R_{23} = 1.0$ .

Далее

$$\begin{aligned} F &= \frac{2a_x}{a_y + a_z}, \\ G &= \frac{2a_y}{a_y + a_z}, \\ H &= \frac{2a_z}{a_y + a_z}, \end{aligned} \quad (2)$$

$$N = \frac{2(a_x + a_y) \left( \frac{1}{2} + r_{45} \right)}{a_y + a_z}.$$

Здесь

$$\begin{aligned} a_x &= \frac{r_{90}}{r_0 + r_{90} + r_0 \cdot r_{90}}, \\ a_y &= \frac{r_0}{r_0 + r_{90} + r_0 \cdot r_{90}}, \\ a_z &= \frac{r_0 \cdot r_{90}}{r_0 + r_{90} + r_0 \cdot r_{90}}, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $r_0, r_{90}, r_{45}$  - параметры Лэнкфорда [1].

### Изучение влияния анизотропии на отношение главных деформаций

С целью упрощения условий численных экспериментов в рамках данного исследования требовалось выяснить, какие параметры анизотропии материала наибольшим образом влияют на отношение главных деформаций:

$$\alpha = \frac{e_2}{e_1} \quad (4)$$

в центре образца с выкружками в момент локализации деформации.

Предполагалось, что наибольшее влияние оказывает величина коэффициента Лэнкфорда вдоль направления прокатки  $r_0$ , и напротив, коэффициенты  $r_{45}$  и  $r_{90}$  существенного влияния не оказывают.

Для подтверждения этой гипотезы было проведено моделирование растяжения образца с выкружками модулем ABAQUS / Explicit при различной начальной анизотропии материала.

Образец моделировался оболочкой, разбитой на элементы типа S4R с расширенным алгоритмом контроля паразитных форм (enhanced hourglass control).

Граничные условия были определены следующим образом: одна из сторон образца фиксируется неподвижно, вторая движется со скоростью, график закона которой приведен на рис. 3.

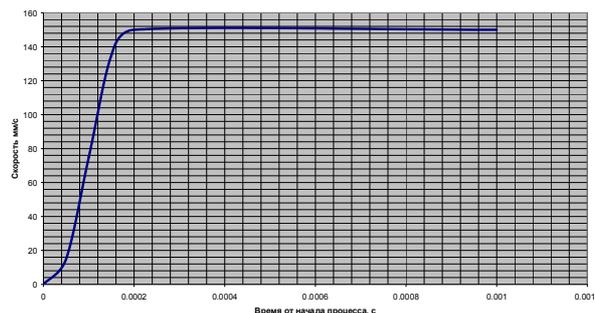


Рис. 3. График функции скорости перемещения подвижной грани образца

Выбор скорости осуществлялся из соображений необходимости исключить влияние сил инерции на результат расчета, одновременно обеспечив приемлемое время выполнения этого расчета. При этом кинетическая энергия в течение всего процесса не должна превышать 10% от энергии деформирования.

Длительность всего процесса ограничивалась 0.0005 секундами, что позволяло считать процесс квазистатическим.

Найденная в результате моделирования зависимость отношения главных деформаций (4) от параметров Лэнкфорда материала приведена в табл. 1.

Таблица 1  
Значения коэффициентов Лэнкфорда и соответствующее им отношение главных деформаций в центре образца с выкружками в момент локализации деформации

$r_0$	$r_{45}$	$r_{90}$	$\alpha$
0.5	0.4	0.3	0.046758
0.5	0.5	0.5	-0.03488
0.5	0.75	1	-0.11636
1.5	0.75	0.5	-0.27802
1.5	1.5	1.5	-0.32491
1.5	1.75	2	-0.33547

Таким образом, значение отношения главных деформаций (4) главным образом зависит от параметра  $r_0$ . Будем далее рассматривать трансверсально изотропный материал.

### Выбор оптимальной ширины образца в зависимости от значения параметра Лэнкфорда вдоль направления прокатки

Целью данного исследования является поиск оптимальной ширины образца, обеспечивающей максимально близкое к нулю отношение главных деформаций (4) в центре образца с

выкружками в момент начала разрушения (условие плоской деформации).

Значения коэффициента Лэнкфорда  $r_0$  варьировались от 0.3 до 3.0 с шагом 0.3. Для каждого из значений  $r_0$  проводились исследования по следующей схеме.

С помощью формул (2) рассчитывали значения параметров  $R_{11}, R_{22}, R_{33}, R_{12}, R_{13}, R_{23}$ .

Первоначально рассчитывали распределение значений (4) в талии для заведомо широкого образца, поэтому выбирали модель с полушириной 20 мм. Ширина полного образца составляла 40 мм.

По завершению компьютерного расчета с помощью функций Create XY data формировали две зависимости от времени:  $E_s(t)$  - энергия деформирования в течение времени процесса и  $\frac{E_v^{центр}(t)}{E_v^{край}(t)}$  - отношение эквивалентной деформации в центре к эквивалентной деформации у края выкружки в талии образца (рис. 4, 5).

По построенным графикам оценивали, где будет развиваться разрушение. На рис. 4 видно, что рост отношения деформаций происходит до момента падения энергии деформирования или до момента начала потери устойчивости, что говорит о вероятности развития разрушения в центре образца.

На рис. 5, напротив, рост отношения деформаций происходит либо одновременно с потерей устойчивости, либо после начала потери устойчивости, что говорит о вероятности развития разрушения в области, отличной от центра образца, что для данного типа испытания крайне нежелательно. Поэтому подбор подходящей ширины образца в дальнейшем производили с учетом данного факта.

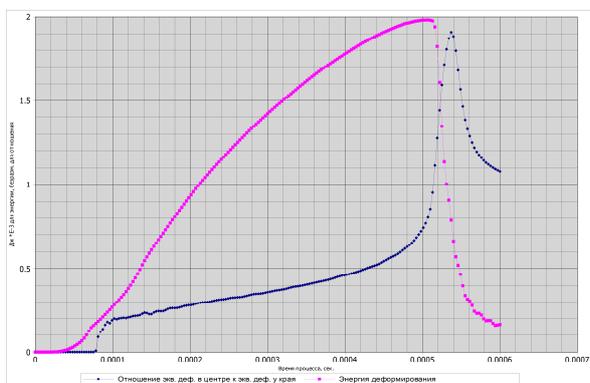


Рис. 4. Графики величин  $E_v^{центр}(t)/E_v^{край}(t)$  и  $E_s(t)$  в ситуации развития разрушения у края образца

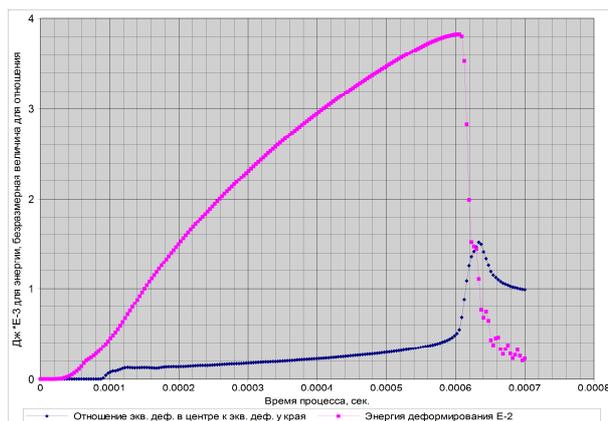


Рис. 5. Графики величин  $E_v^{центр}(t)/E_v^{край}(t)$  и  $E_s(t)$  в ситуации развития разрушения в центре образца

С помощью сценария getalpha.pl получали зависимость  $\alpha(N)$ , где  $N$  – номер элемента. С помощью сценария getnodes.pl находили зависимость  $N(X)$ , где  $X$  – координата элемента, расположенного вдоль талии образца, рассчитанная по расстоянию от него до выкружки. Исключением параметра  $N$  получали зависимость  $\alpha(X)$  для данной ширины образца.

Расчет повторяли для трех – семи различных значений ширины образца, все данные совмещали затем на одном графике. С учетом необходимости начала разрушения в центре по построенным графикам выбирали оптимальную ширину, обеспечивающую приближение отношения главных деформаций к нулю.

Ниже на рис. 6-10 приведены графики полученных распределений для некоторых исследованных значений  $r_0$  и результирующая таблица, рекомендуемая к применению при изготовлении приталенных образцов с выкружками.

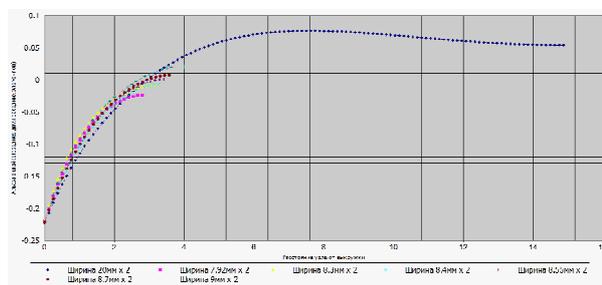


Рис. 6. Графики зависимостей  $\alpha(X)$  для различной ширины образцов при  $r_0 = 0,3$

Таблица 2

Значения коэффициента Лэнкфорда вдоль направления прокатки и соответствующая им оптимальная ширина образца с выкружками

$r_0$	$b$ , мм	$\alpha$
0.30	17.00	0.0000
0.60	26.00	0.0000
0.90	28.00	-0.0753
1.20	28.00	-0.1724
1.50	24.00	-0.3022
1.80	26.00	-0.2779
2.10	24.00	-0.3751
2.40	28.00	-0.4101
2.70	28.00	-0.4625
3.00	24.00	-0.4829

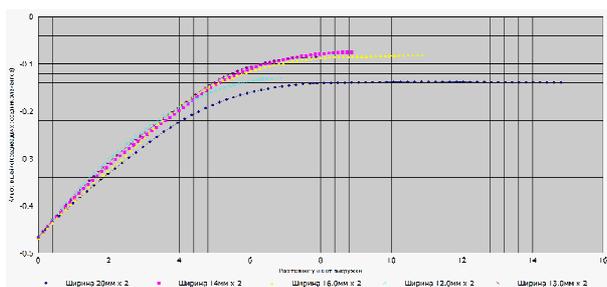


Рис. 7. Графики зависимостей  $\alpha(X)$  для различной ширины образцов при  $r_0 = 0,9$

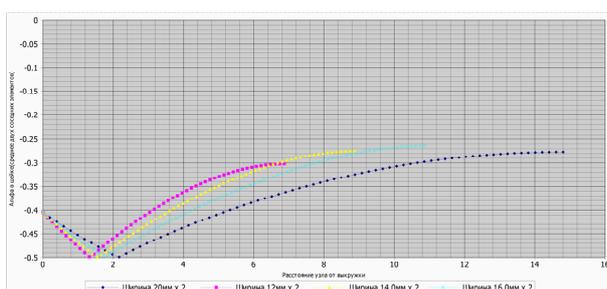


Рис. 8. Графики зависимостей  $\alpha(X)$  для различной ширины образцов при  $r_0 = 1,5$

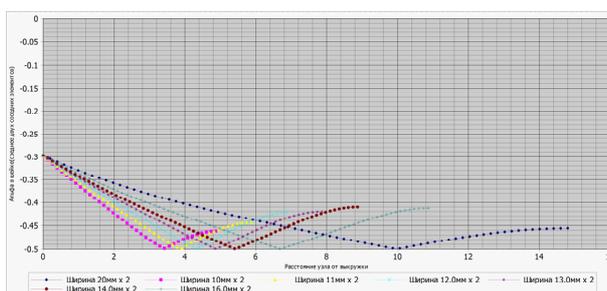


Рис. 9. Графики зависимостей  $\alpha(X)$  для различной ширины образцов при  $r_0 = 2,4$

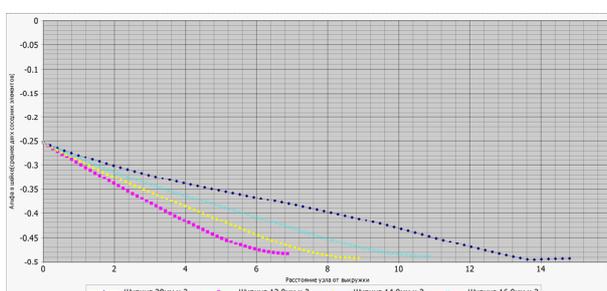


Рис. 10. Графики зависимостей  $\alpha(X)$  для различной ширины образцов при  $r_0 = 3$

### Результаты исследования

1. Разработан расчетно-экспериментальный способ определения оптимальной ширины приталенных образцов с выкружками для качественной постановки эксперимента по их растяжению в условиях плоской деформации.

2. Экспериментально определены значения коэффициентов Лэнкфорда и соответствующее им отношение главных деформаций в центре образца с выкружками в момент локализации деформации.

3. Установлено, что отношение главных деформаций ( $\alpha$ ) в большей мере зависит от значения коэффициента Лэнкфорда вдоль направления прокатки.

4. Получена таблица значений коэффициента Лэнкфорда вдоль направления прокатки и соответствующих им оптимальных значений ширины образца с выкружками, рекомендуемая к применению при изготовлении образцов для испытаний на растяжение в условиях плоской деформации различных металлов.

### Литература

1. Яковлев С.П., Кухарь В.Д. Штамповка анизотропных заготовок. М.: Машиностроение, 1986. 136 с.
2. Разработка баз данных материалов САПР бездефектных технологий листовой штамповки / В.В. Елисеев, А.М. Гольцев, Л.В. Хливненко, Ю.Б. Рукин // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2017. Т. 13. № 3. С. 102-106.
3. Использование экспериментальных диаграмм разрушения при разработке карт материалов в компьютерном моделировании технологических процессов/ В.В. Елисеев, Л.В. Хливненко, А.М. Гольцев, Е.П. Крупин // Авиакосмические технологии: сб. тр. XVIII междунар. науч.-техн. конф. и шк. молодых ученых, аспирантов и студентов. Воронеж: ООО Фирма "Элист", 2017. С. 28-34.
4. Численное моделирование задач экспериментальной механики при формировании баз данных материалов САПР листовой штамповки/ В.В. Елисеев, Е.П. Крупин, Л.В. Хливненко, А.М. Гольцев // Информатика: проблемы, методология, технологии: сб. материалов XVII междунар.

Поступила 24.12.2019; принята к публикации 14.02.2020

#### Информация об авторах

**Елисеев Владимир Васильевич** – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: evv52@bk.ru, тел. 8919-185-83-81

**Хливненко Любовь Владимировна** – канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры прикладной математики и механики, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: hlivnenko\_lv@mail.ru, тел. 8950-754-83-31

**Гольцев Александр Михайлович** – канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры автоматизированного оборудования машиностроительного производства, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: amg57@bk.ru, тел. 8920-228-57-05

**Переславцева Наталья Сергеевна** – канд. физ.-мат. наук, доцент, доцент кафедры прикладной математики и механики, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: nsper@yandex.ru, тел. 8908-148-76-04

### SEARCHING OF OPTIMAL SPECIMEN GEOMETRY FOR DETERMINATION OF LIMIT FRACTURE STRAIN IN CONDITIONS OF PLANE STRAIN

V.V. Eliseev, L.V. Khlivnenko, A.M. Gol'tsev, N.S. Pereslavl'tseva

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

**Abstract:** the article presents a computational and experimental technique for determining the optimal width of fitted samples with fillets for a high-quality setting of an experiment on their stretching. The curved side surfaces of the working part of the samples make it possible to realize a deformed state close to plane near the axis of the sample during tension. With plane deformation, the minimum ultimate deformation is observed, which plays an important role in assessing the defect-free process. The optimal width of the sample was determined based on numerical simulation of the experiment in the ABAQUS software package in the explicit mode. The model was built for an anisotropic material with isotropic hardening. The influence of the Lankford coefficient value along the rolling direction on the ratio of the principal strains is established. For this, the values of the Lankford anisotropy parameters and the corresponding ratio of the main strains in the center of the sample with fillets at the time of strain localization were experimentally determined. A table of the values of the Lankford parameters and the corresponding optimal values of the width of the sample with fillets, recommended for determining the ultimate fracture strains under the conditions of plane deformation of various metals, is obtained. The research results are used to model various sheet metal stamping operations using computer-aided design of technological operations

**Key words:** specimen's geometry, stability loss, fracture strain, plane strain, finite element method

#### References

1. Del G.D. "Technological mechanics" ("Tekhnologicheskaya mekhanika"), Moscow, Mashinostroenie, 1978, 174 p.
2. Eliseev V.V., Goltsev A.M., Khlivnenko L.V., Rukin Yu.B. "Development database of materials for CAD systems of failures-free technology of sheet stamping", *Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2016, vol.13, no. 3, pp. 102-106.
3. Eliseev V.V., Khlivnenko L.V., Goltsev A.M., Krupin E.P. "Use of experimental fracture diagrams when developing material maps in computer modeling of technological processes", *Aerospace Technology: Materials of the XVIII International Scientific and Technical Conference and School of Young Scientists, Graduate Students and Students (Aviakosmicheskie tekhnologii: sb. tr. XVIII mezhdunar. nauch.-tekhn. konf. i shk. molodykh uchennykh, aspirantov i studentov)*, Voronezh, "Elist", 2017, pp. 28-34.
4. Eliseev V.V., Krupin E.P., Khlivnenko L.V., Goltsev A.M. "Numerical modeling of problems of experimental mechanics in development of CAD databases of sheet metal stamping", *Informatics: Problems, Methodology, Technologies: Materials of the XVII International Scientific and Methodological Conference (Informatika: problemy, metodologiya, tekhnologii: sb. materialov XVII mezhdunar. nauch.-metod. konf.)*, Voronezh, "Research publications", 2017, vol.4, pp. 305-307.

Submitted 24.12.2019; revised 14.02.2020

#### Information about the authors

**Vladimir V. Eliseev**, Cand.Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: evv52@bk.ru

**Lyubov' V. Khlivnenko**, Cand.Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: hlivnenko\_lv@mail.ru

**Aleksandr M. Gol'tsev**, Cand.Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: amg57@bk.ru

**Natal'ya S. Pereslavl'tseva**, Cand.Sc. (Physics and Mathematics), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: nsper@yandex.ru

## ВЛИЯНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОРИЕНТАЦИИ АБРАЗИВНОГО ЗЕРНА НА ЕГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ С ОБРАБАТЫВАЕМОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ

А.М. Козлов, А.А. Козлов

Липецкий государственный технический университет, г. Липецк, Россия

**Аннотация:** шлифование – наиболее распространенный вид окончательной обработки ответственных поверхностей деталей. Абразивные зерна на рабочей поверхности инструмента имеют различную пространственную ориентацию относительно обрабатываемой поверхности, вследствие чего часть из них срезает материал, другая часть – только деформирует, а остальные не участвуют в работе, попадая в ранее прорезанные другими зернами канавки. Характер взаимодействия абразивных зерен с обрабатываемой поверхностью в значительной степени влияет на формирование продольной и поперечной шероховатости. До настоящего времени исследователи, определяя вид абразивных зерен, участвующих в работе, основывались, в основном, на экспериментальных исследованиях. Теоретические исследования позволяли определить только общее количество зерен, принимающих участие в работе. В статье предлагается рассматривать вид взаимодействия зерна с обрабатываемой поверхностью (режущее или деформирующее) с учетом его пространственной ориентации. Представлены математические зависимости, определяющие положение зерна в рабочем пространстве инструмента. С учетом предложенного подхода представлена методика определения режущих и деформирующих абразивных зерен на рабочей поверхности инструмента на основе компьютерного моделирования. Представлены результаты моделирования в сравнении с данными других исследователей

**Ключевые слова:** моделирование, режущие, деформирующие абразивные зерна

### Введение

Метод окончательной обработки поверхности шлифованием - наиболее распространенная операция для ответственных поверхностей деталей. Шлифование может проводиться инструментом различной конструкции и с различной кинематикой обработки [1, 2]. Режущим элементом при шлифовании является абразивное зерно, которое, вследствие ряда особенностей изготовления абразивного инструмента, имеет произвольную форму и расположение на рабочей поверхности. В результате параметры шероховатости шлифованной поверхности имеют стохастический характер и при ее моделировании возникают значительные трудности.

### Постановка задачи

Как правило, исследователи, при рассмотрении процессов формирования микрогеометрии обработанной поверхности, используют взаимодействие не всей совокупности, а единичного абразивного зерна со срезаемым слоем [3... 5].

При этом следует учитывать, что абразивные зерна на рабочей поверхности инструмента, имеют различную пространственную ориентацию относительно поверхности обрабатываемой. В результате их взаимодействие со

срезаемым слоем будет различным – одна часть зерен будет срезать материал, другая – только деформировать, а остальные – вообще не будут контактировать с обрабатываемой поверхностью, попадая в канавки, ранее прорезанные другими зернами [6]. Следует отметить, что вопросу разделения рабочих элементов инструмента на режущие и деформирующие стали уделять внимание и при исследовании процессов лезвийной обработки [7].

Форма абразивного зерна имеет произвольный контур, поэтому различные исследователи используют различные фигуры для его аппроксимации. В данной работе принята аппроксимация абразивного зерна эллипсоидом вращения. Исследователи [6, 8], рассматривая пространственное расположение абразивных зерен, представленных эллипсоидом вращения, делают вывод, что их расположение перпендикулярно обрабатываемой поверхности маловероятно.

### Методы исследования

Вследствие того, что абразивное зерно в инструменте не имеет определенного пространственного положения, то углы наклона зерна  $\chi_n$  (в направлении вектора скорости резания) и  $\chi_n$  (перпендикулярно вектору скорости резания) - рис. 1 - принимают случайные значения. Если теоретически можно предпо-

ложить, что эти углы могут иметь значения от нуля до  $\pm 90^\circ$ , то экспериментальными исследованиями установлено, что диапазон изменения находится в пределах  $\pm 45^\circ$  [8].

Для описания взаимодействия абразивного зерна с обрабатываемой поверхностью необходимо определить его положение на поверхности абразивного инструмента.

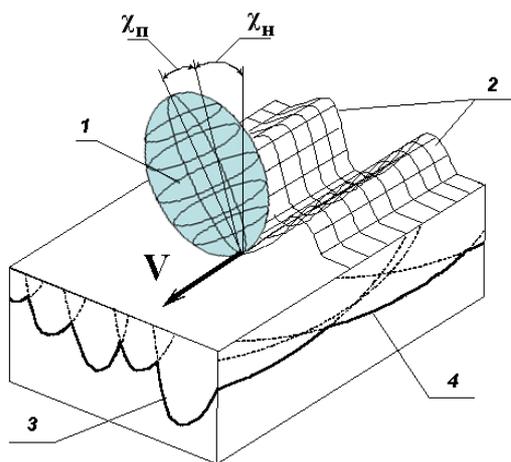


Рис. 1. Принципиальная схема представления пространственной ориентации абразивного зерна: 1 – зерно, 2 – навалы, 3 – поперечная шероховатость, 4 – продольная шероховатость

При использовании уравнения эллипса профиль абразивного зерна без учета его наклона в радиальных координатах относительно центра шлифовального круга можно представить в следующем виде:

$$R(\varphi) = \sqrt{\frac{a^2 \cdot b^2}{b^2 + a^2 \cdot \operatorname{tg}^2 \varphi}} / \cos \varphi,$$

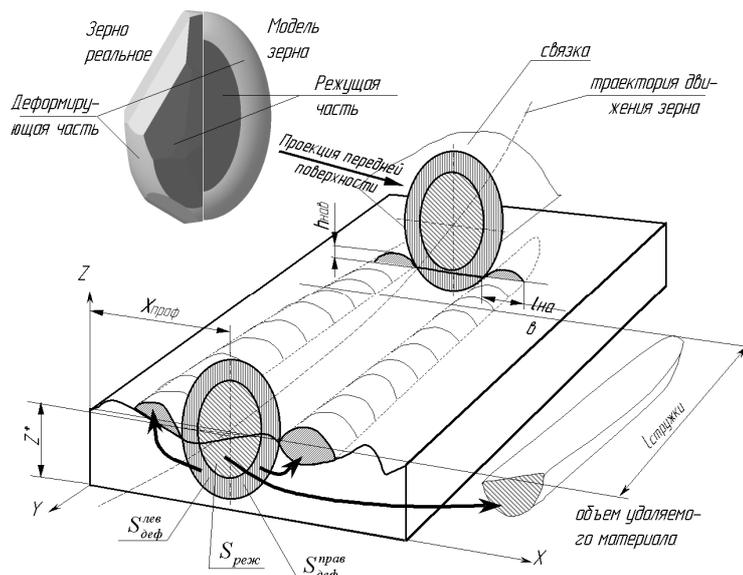


Рис. 2. Схема взаимодействия абразивного зерна с обрабатываемой поверхностью

где  $a, b$  - полуоси эллипсоида вращения,

$\varphi$  и  $R$  – угол радиус-вектора и радиус-вектор положения зерна в радиальных координатах.

Учитывая угол  $\chi_{\varphi}$  наклона главной оси эллипсоида, получим

$$R(\varphi) = \sqrt{\frac{a^2 \cdot b^2}{b^2 + a^2 \cdot \operatorname{tg}^2(\varphi + \chi_H)}} / \cos(\varphi + \chi_H).$$

Положение единичного зерна в плоскости вектора главного движения

$$y(t) = s \cdot R \cdot \cos\left(\frac{v}{R} \cdot t\right) + R(\varphi) + \Delta_h,$$

где  $s$  – коэффициент:

при шлифовании периферией круга  $s = 1$ ;  
при шлифовании торцом  $s = 0$ ;

$R$  – радиус абразивного круга;

$v$  – линейная скорость инструмента,

$t$  – момент времени, для которого определяется положение зерна,

$\Delta_h$  – составляющая, учитывающая расположение абразивных зерен в рабочем слое шлифовального круга.

При контактном взаимодействии абразивного зерна с обрабатываемым материалом, когда часть его срезается, на поверхности образуется канавка с поперечным сечением  $S_{\text{рез}}$ .

При построении профиля поперечной шероховатости учитывались экспериментальные данные исследователей [9 - 12], согласно которым часть обрабатываемого материала переходит в так называемые «навалы» (рис. 2), образующиеся с обеих сторон канавки и имеющие площадь  $S_{\text{деф}}$ .

Таким образом, площадь фронтальной проекции абразивного зерна разделяется на две - зону с режущим характером работы и зону с деформирующим. Усадкой стружки условно пренебрегаем. Навалы формируются в виде полусфер с радиусом

$$r_{сфер} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{S_o}{\pi}}$$

Если большую часть поперечного сечения абразивного зерна занимает срезаемое сечение  $S_{реж}$ , зерно считается режущим, если преобладает площадь навалов  $S_{деф}$  - деформирующим. Параметры навалов можно характеризовать коэффициентом  $\epsilon_n$ , который показывает отношение площади навалов металла к площади, прорезанной единичным зерном канавки в ее поперечном сечении.

В работе [13] предложено определять коэффициент навалов в зависимости от скорости резания и физико-механических свойств обрабатываемого материала

$$\epsilon_n = \epsilon_{но} - c_n \cdot V_k$$

где  $\epsilon_{но}$  - коэффициент, характеризующий физико-механические свойства обрабатываемого материала без учета скоростного фактора (низкие температуры),

$c_n$  - коэффициент  $c_n = 0,0025$ ,

$V_k$  - скорость резания.

$$\epsilon_{но} = \frac{HV_{max} - HV_n}{HV_{max}}$$

где  $HV_{max}$  - максимально достижимая твердость  $HV_{max} = 1220$  (по Викерсу),

$HV_n$  - твердость обрабатываемого материала.

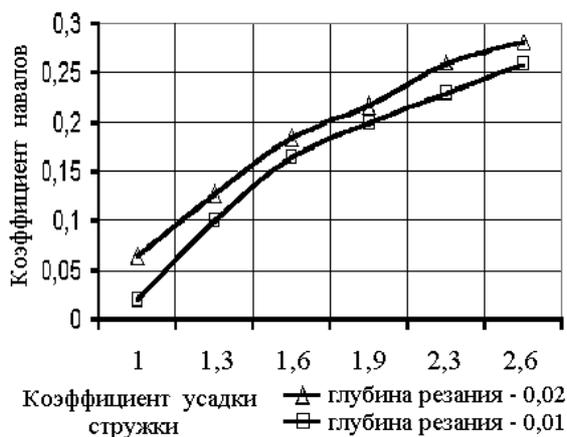


Рис. 3. Влияние пространственной ориентации абразивного зерна на коэффициент навалов

Результаты моделирования влияния пространственной ориентации абразивного зерна на коэффициент навалов представлен на рис. 3.

Как следует из рисунка, коэффициент навалов пропорционален величине усадки стружки - чем более пластичен материал, тем большая его часть перейдет в навалы.

Для определения количества режущих и деформирующих зерен на рабочей поверхности абразивного инструмента были получены следующие зависимости, используемые для компьютерного моделирования.

$$N_{реж} = \frac{\sum_{k3=1}^Z 1_{(S_p[k3]>0)}}{\sum_{k3=1}^Z 1_{((S_p[k3]+S_o[k3])>0)}}$$

$$N_{деф} = \frac{\sum_{k3=1}^Z 1_{(S_o[k3]>0 \text{ при } S_p=0)}}{\sum_{k3=1}^Z 1_{((S_p[k3]+S_o[k3])>0)}}$$

### Результаты

Результаты моделирования представлены в таблице в сравнении с данными, полученными другими исследователями [14...16].

Следует заметить, что теоретические подходы, использованные другими исследователями при определении количества рабочих зерен, дают только их общее количество без разделения на режущие и деформирующие.

### Вывод

В предложенной модели процесса резания единичным абразивным зерном предлагается учитывать образование навалов вдоль канавки от предыдущей обработки и в зависимости от положения зерна в пространстве рабочего слоя инструмента определять характер его взаимодействия с обрабатываемой поверхностью - режущее или деформирующее. Это позволяет более точно моделировать параметры шероховатости шлифованной поверхности при чистой обработке ответственных деталей.

Результаты моделирования

Зернистость	Количество рабочих зерен, 1/мм <sup>2</sup>				
	Источник				
	[1]	[13]	[14]	авторы	
				режущие	деформирующие
16	1,70	1,449	1,223	0,881	1,23
25	1,35	0,836	0,863	0,420	1,00
40	0,36	0,464	0,429	0,225	0,331

Литература

1. Kozlov A.M., Kozlov A.A. Shaping the surface topology of cylindrical components by means of an abrasive tool // Russian Engineering Research. 2009. Т. 29. № 7. Pp. 743-746.

2. Kozlov A.M., Kozlov A.A., Vasilenko Y.V. Modeling a Cylindrical Surface Machined by a Non-Circular Face Tool // Procedia Engineering 150 ( 2016 ). Pp. 1081 – 1088. doi: 10.1016/j.proeng.2016.07.218

3. Шипулин Л.В. Совершенствование методики проектирования операций плоского шлифования периферией круга на основе комплексного моделирования процесса // Современные проблемы науки и образования. 2013. № 2. URL: <http://science-education.ru/ru/article/view?id=9014> (дата обращения: 04.02.2019)

4. Яшков В.А. Моделирование взаимодействия режущих абразивных зерен с поверхностью детали // Современные наукоемкие технологии. 2018. № 12-2. С. 403-407. URL: <http://top-technologies.ru/ru/article/view?id=37356>. (дата обращения: 26.11.2019)

5. Козлов А.М., Ефремов В.В. Формирование микрорельефа при обработке абразивным инструментом // Известия высших учебных заведений. Машиностроение. 2004. № 1. С. 59-64.

6. Маслов Е.Н. Теория шлифования материалов. М.: Машиностроение, 1974. 320 с.

7. Амбросимов С.К. Методы деформирующе-режущего протягивания и инструменты с упругими деформируемыми элементами // Вестник Липецкого государственного технического университета. 2019. № 1 (35). С. 56-61.

8. Лавриненко В.И. Пространственное расположение зерен СТМ в абразивосодержащем слое круга // Сверхтвердые материалы. 1997. № 5. С. 72-78.

9. Богданов А.Ю., Богданов В.В. Обобщенный вероятностный подход к кинематике процесса шлифования // Fundamental and applied technological problems of machine building - Technology-2000. Transactions collection of International Scientific-technical Conference in Oryol, September 28-30, 2000 / Under general editorship of Prof., Doc. Tech. Sc. V.A. Golenkov. Oryol: OryolSTU, 2000. P. 115-117.

10. Корчак С.Н. Производительность процесса шлифования стальных деталей. М.: Машиностроение, 1974. 280 с.

11. Микрорельеф поверхности при отделочно-упрочняющей центробежной обработке деталей / А.Н. Мартынов, В.З. Зверовщиков, Ю.И. Просвирнин, С.А. Нестеров // Точность технологических и транспортных систем (ТТ и ТС – 98): сб. материалов междунар. науч.-техн. конф. Пенза, 1998. С. 58-61.

12. Оробинский В.М. Абразивные методы обработки и их оптимизация. М.: Машиностроение, 2000. 314 с.

13. Носов Н.В. Расчет надежности и качества технологических процессов. Самара: Самарск. политехн. ин-т, 1992. 127 с.

14. Филимонов Л.Н. Высокоскоростное шлифование. Л.: Машиностроение, 1979. 248 с.

15. Бицугин С.Г. Прогнозирование состояния поверхностного слоя шлифованных деталей // Справочник. Инженерный журнал. 2002. № 8. С. 59-61.

16. Редько С.Г., Королев А.В. Формирование профиля шлифованной поверхности // Известия Вузов. Машиностроение. 1970. № 7. С. 159-163.

Поступила 02.12.2019; принята к публикации 12.02.2020

Информация об авторах

**Козлов Александр Михайлович** – д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой технологии машиностроения, Липецкий государственный технический университет (398055, г. Липецк, ул. Московская, 30), e-mail: kam-48@yandex.ru, тел. 8-905-044-90-10, ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7650-0616>

**Козлов Андрей Александрович** - канд. техн. наук, доцент кафедры технологии машиностроения, Липецкий государственный технический университет (398055, г. Липецк, ул. Московская, 30), e-mail: soy4astnik@mail.ru, тел.+7-904-218-85-44, ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-1841-7106>

**INFLUENCE OF SPATIAL ORIENTATION OF ABRASIVE GRAIN ON ITS INTERACTION WITH THE TREATED SURFACE**

**A.M. Kozlov, A.A. Kozlov**

**Lipetsk State Technical University, Lipetsk, Russia**

**Abstract:** grinding is the most common type of final treatment of critical part surfaces. Abrasive grains on the working surface of the tool have a different spatial orientation relative to the treated surface, whereby some of them cut the material, the others - only deforms, and the rest do not participate in the work, getting into the grooves previously cut by other grains. The nature of the interaction of abrasive grains with the treated surface largely affects the formation of longitudinal and transverse roughness. Until now, researchers, determining the type of abrasive grains involved in the work, based mainly on experimental studies. Theoretical studies allowed one to determine only the total number of grains involved in the work. The article proposes to consider the type of interaction of grain with the treated surface (cutting or deforming), taking into account its spatial orientation. Mathematical dependences determining the position of the grain in the working space of the tool are presented. Taking into account the proposed approach, the method of determining the cutting and deforming abrasive grains on the working surface of the tool on the basis of computer modeling is presented. The results of modeling in comparison with the data of other studies are presented

**Key words:** modeling, cutting, deforming abrasive grains

#### References

1. Kozlov A.M., Kozlov A.A. "Shaping the surface topology of cy-cylindrical components by means of an abrasive tool", *Russian Engineering Research*, 2009, vol. 29, no. 7, pp. 743-746.
2. Kozlov A.M., Kozlov A.A., Vasilenko Y.V. "Modeling a cylindrical surface machined by a non-circular face Tool", *Procedia Engineering*, 2016, vol. 150, pp. 1081-1088
3. Shipulin L.V. "Perfection of a technique of designing of operations of flat grinding of a circle periphery on the basis of complex modeling of process", *Modern Problems of Science and Education (Sovremennye problemy nauki i obrazovaniya)*, 2013, no. 2, available at: <http://science-education.ru/ru/article/view?id=9014> (accessed on 04.02.2019)
4. Yashkov V.A. "Modeling of interaction of cutting abrasive grains with the surface of the part", *Modern Science-Intensive Technologies (Sovremennye naukoymkie tekhnologii)*, 2018, no. 12-2, pp. 403-407, available at: <http://top-technologies.ru/ru/article/view?id=37356> (accessed on 26.11.2019)
5. Kozlov A.M., Efremov V.V. "Formation of microrelief at processing by the abrasive tool", *Proc. of Higher Educational Institutions. Mechanical Engineering (Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Mashinostroenie)*, 2004, no. 1, pp. 59-64.
6. Maslov E.N. "Theory of grinding materials" ("Teoriya shlifovaniya materialov"), Moscow, Mashinostroenie, 1974, 320 p.
7. Ambrosimov S.K. "Methods of deforming-cutting stretching and tools with elastic de-forming elements", *Vestnik of Lipetsk State Technical University (Vestnik Lipetskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2019, no. 1 (35), pp. 56-61
8. Lavrinenko V.I. "Spatial arrangement of STM grains in the abrasive-containing layer of the circle", *Superhard Materials (Sverkhтвердые материалы)*, 1997, no. 5, pp. 72-78
9. Bogdanov A.Yu. "Generalized probabilistic approach to the kinematics of the grinding process", *Fundamental and Applied Technological Problems of Machine Building - Technology-2000. Transactions collection of International Scientific-technical Conference in Oryol*, September 28-30, 2000, OryolSTU, pp. 115-117
10. Korchak S.N. "Productivity of the grinding process of steel parts" ("Proizvoditel'nost' protsessa shlifovaniya stal'nykh detaley"), Moscow, Mashinostroenie, 1974, 280 p.
11. Martynov A.N., Zverovshchikov V.Z., Prosvirmin Yu.I., Nesterov S.A. "Mikrorelief of a surface at finishing-strengthening centrifugal processing of details", *Accuracy of Technological and Transport Systems (TT and TS-98). A collection of abstracts of the Intern. science.-technical.Conf. (Tochnost' tekhnologicheskikh i transportnykh sistem (TT i TS - 98): sb. materialov mezhdunar. nauch.-tekhn. konf.)*, Penza, 1998, pp. 58-61
12. Orobinsky V.M. "Abrasive processing methods and their optimization" ("Abrazivnye metody obrabotki i ikh optimizatsiya"), Moscow, Mashinostroenie, 2000, 314 p.
13. Nosov N.V. "Calculation of reliability and quality of technological processes" ("Raschet nadezhnosti i kachestva tekhnologicheskikh protsessov"), Samara, SPI, 1992, 127 p.
14. Filimonov L.N. "High-speed grinding" ("Vysokoskorostnoe shlifovanie"), Leningrad, Mashinostroenie, 1979, 248 p.
15. Biotin S.G. "Prediction of the state of superficial layer of polished parts", *Directory. Engineering journal (Spravochnik. Inzhenernyy zhurnal)*, 2002, no. 8, pp. 59-61
16. Redko S.G., Korolev A.V. "Formation of the profile of the grinding surface", *News of universities. Mechanical Engineering (Izvestia VUZov. Mashinostroenie)*, 1970, no. 7, pp. 159-163.

Submitted 02.12.2019; revised 12.02.2020

#### Information about the authors

**Aleksandr M. Kozlov**, Dr. Sc. (Technical), Professor, Lipetsk State Technical University (30 Moskovskaya str., Lipetsk 398055, Russia), e-mail: kam-48@yandex.ru, tel. +7-905-044-90-10

**Andrey A. Kozlov**, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Lipetsk State Technical University (30 Moskovskaya str., Lipetsk 398055, Russia), e-mail: soy4astnik@mail.ru, tel. +7-904-218-85-44

## ВЛИЯНИЕ КОНТАКТНОЙ ЖЕСТКОСТИ НА ТОЧНОСТЬ ШАРИКО-ВИНТОВОЙ ПАРЫ ПРИВОДА НА БАЗЕ УНИФИЦИРОВАННЫХ МОДУЛЕЙ

А.Г. Федуков, А.В. Хандожко

Брянский государственный технический университет, г. Брянск, Россия

**Аннотация:** в современном станкостроении при проектировании и изготовлении технологического оборудования все большее применение получило использование унифицированных модулей, что увеличивает число соединений и стыков. Существующие методики проектирования станочного оборудования практически не учитывают контактную жесткость стыков, особенно в размерных цепях, а расчетные методики ориентированы на стыки с малыми площадями контакта. Изложены результаты исследований по изучению влияния контактной жесткости на точность оборудования с использованием реальных унифицированных модулей с размерами, характерными для промышленных изделий. Исследования проводились экспериментально на стендах, имитирующих привод линейных перемещений. В конструкции использованы рельсовые направляющие качения, передающий механизм - шарико-винтовая пара. Рассмотрено влияние контактной жесткости на звенья размерных цепей. В ходе экспериментальных исследований показано, что величины контактных деформаций в плоских стыках при использовании унифицированных модулей сопоставимы с допусками на их изготовление и должны учитываться при расчете исполнительных размеров деталей сопряжения. Результаты исследований подтверждают необходимость включения в методики проектирования узлов металлорежущих станков изменений, которые позволят повысить точность проектных решений, снизить объем пригоночных работ для конструкций, основанных на широком использовании унифицированных модулей, имеющих сложные, в том числе пространственные, размерные цепи

**Ключевые слова:** точность, унифицированные модули, шарико-винтовая пара, контактная жесткость, макротоклонения

### Введение

В современном технологическом оборудовании широко применяют различные унифицированные модули [1]. Снижение числа оригинальных деталей и узлов позволяет шире применять типовые конструкторские решения, что позволяет сократить сроки проектирования, улучшить их качество. Одновременно, увеличение числа однотипных деталей позволяет повысить уровень технологических решений, за счет перехода к серийному и массовому производству готовых деталей, узлов и функциональных модулей на специализированных предприятиях. Сегодня сложился рынок таких модулей, как для механических систем, так и для систем управления. Основными производителями являются FANUC, SIEMENS, Балт-Систем, HIWIN, SBC, THK, Микрон, Стерлитамак, DECKEL Rexroth Bosh, ИКО и др. Широкий типоразмерный ряд дополняется вариацией точности деталей и узлов.

Одними из распространенных объектов, создаваемых по этому принципу, являются линейные координатные оси на базе рельсовых направляющих и шарико-винтовой пары (ШВП). Отечественные производители ШВП,

как правило, изготавливают передачи высокой точности для станочного и другого технологического оборудования. Зарубежные производители шире варьируют модули по точности. В ШВП используют как шлифованные, так и винты, изготовленные методом накатывания, резьбофрезерования. Конструкция гайки может быть регулируемой, с обеспечением нужного преднатяга, и нерегулируемой. Катанные и фрезерованные винты поставляются в виде мерных заготовок большой длины (около 4000 мм).

По сравнению с традиционными решениями, когда ходовой винт устанавливается в подшипники, монтируемые непосредственно в корпусной детали станка (станине, суппорте), для модульных решений, обычно для винтов, используют специальные подшипниковые опоры. При этом в зависимости от требований к приводу реализуют все основные известные схемы установки винта в опоры [2, 3]. Чаще всего применяют жесткую и плавающую опоры (рис. 1).

Методики проектирования таких модулей основаны на общих рекомендациях технических наук, изучающих вопросы проектирования деталей и узлов машин. При этом учитываются рекомендации, полученные при проектировании станков, другого технологического оборудования. Большинство производителей довольно подробно излагают собственные ре-

комендации по проектированию, основанные на опыте практического создания изделий, на базе их продукции. В частности, такие рекомендации приведены в [1, 2, 3]. Они определяют и назначают параметры точности базовых поверхностей, корпусов опор и их монтажа.

Эти конструкторские параметры определяют в значительной мере эксплуатационные характеристики линейной оси в целом и винтовой передачи в частности. Одной из важнейших составляющих погрешности конструкции является разновысотность осей подшипниковых опор.

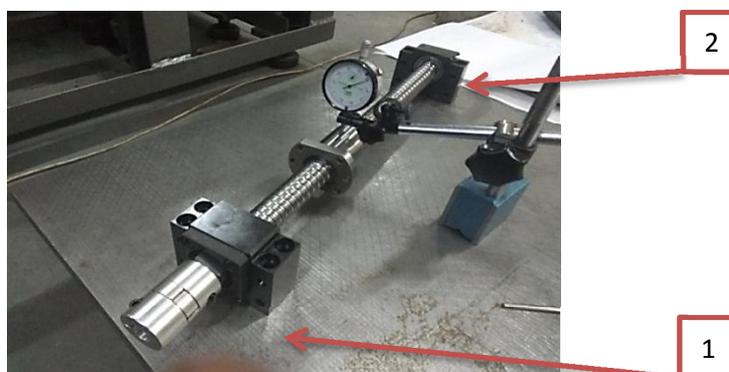


Рис. 1. Ходовой винт, установленный в подшипниковые опоры: 1- жесткая опора, 2 – плавающая опора

Данный параметр зависит как от номинальных размеров, так и контактной жесткости пары «корпус подшипника - базовая плоскость». Обычно величиной контактной податливости стыков пренебрегают. Номинальные размеры при этом определяют, используя традиционные методики расчета размерных цепей. Возникающие погрешности компенсируют методом индивидуальной пригонки замыкающего звена, используя шабрение, притирку и т.п. Для многих модульных решений этот подход приводит к неоправданно высокому росту трудоемкости. Целесообразно на стадии проектирования оценивать возможные деформации стыков и учитывать их при расчете исполнительных размеров.

### Теоретическая часть

Контактная жесткость стыков определяет способность поверхностных слоев деталей, находящихся в контакте, сопротивляться действию сил, стремящихся их деформировать [4].

$$j = \frac{P}{y}, \quad (1)$$

где  $P$  – удельная нагрузка, приходящаяся на геометрическую площадь контакта,  $y$  – контактные перемещения.

Контактной задаче уделялось много внимания в работах ученых, занимающихся теорией упругости, теорией пластичности. Однако несмотря на большой прогресс в этом направлении, для технических расчетов чаще применяют эмпирические зависимости. Это связано с высокой трудоемкостью и громоздкостью вы-

числений, как правило, выполняемых численными методами (метод конечных элементов и др.). Исследованиям сближения в контактом слое посвящены работы К.В. Вотинова, И.Г. Горячевой, И.Т. Гусева, Н.Б. Демкина, Ю.Н. Дроздова, А.С. Иванова, В.В. Измайлова, И.В. Крагельского, З.М. Левиной, Д.М. Решетова, Э.В. Рыжова, А.П. Соколовского, А.Г. Сулова, Г.Е. Чихладзе, В.В. Шелофаста и др.

Чаще всего для определения контактного сближения используют формулу [4, 5, 6]:

$$\delta = C\sigma^m, \quad (2)$$

где  $\sigma$  – среднее давление в стыке, кг/см<sup>2</sup>; показатель степени  $m=0,5$ ; значение коэффициента  $C$  меняется от 1,5 при черновом шабрении до 0,07 при притирке [3 – 5].

Дальнейшее развитие методики расчета получили в работах А.С. Иванова и В.В. Измайлова [7]. В них сделана попытка решать задачу теоретически, учитывая физико-механические свойства контактирующих поверхностей.

В работе [7] была предложена зависимость для сопряжения «вал–втулка» между сближением  $\delta$  и давлением  $p$  в контактом слое, учитывающая параметры, известные конструктору на стадии проектирования.

$$\frac{\delta}{Ra} = C_0 \varepsilon \sqrt{\frac{\sigma}{E}}, \quad (3)$$

где  $Ra = (Ra_1 + Ra_2)/2$ ,  $Ra_1, Ra_2$  – средние арифметические высоты микронеровностей контактирующих поверхностей деталей;  $E = 2E_1E_2/(E_1 + E_2)$  – приведенный модуль упругости контактирующих поверхностей деталей;  $C_0$  – коэффи-

циент, учитывающий взаимное расположение микронеровностей;  $\varepsilon$  – коэффициент влияния масштаба, учитывающий влияние волнистости и отклонений формы (масштабный фактор). Эмпирические коэффициенты корректируют погрешности теоретической зависимости.

### Экспериментальная часть

Для того чтобы понять, как контактная жесткость влияет на параметры точности, а также для оценки применимости имеющихся математических зависимостей, были проведены исследования на представленном на рис. 1 узле. Опоры подшипников с установленным в них ходовым винтом крепят винтами М10 с крутящим моментом 53 Н·м к базовой фрезерованной или шлифованной плите. С помощью индикатора часового типа измерялись сближения

в стыке. Схема измерения представлена на рис. 2. Измерение проводилось в трех точках жесткой и плавающей опор.

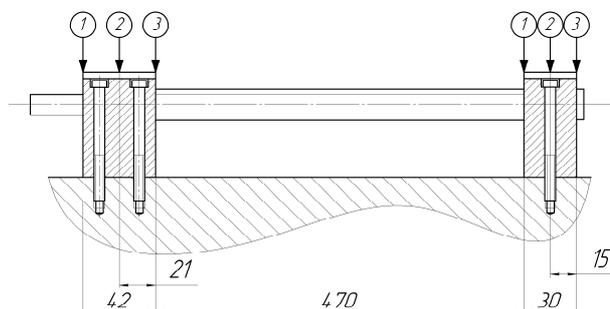


Рис. 2. Схема измерения

Деформации в стыках двух подшипниковых опор представлены на графиках (рис. 3). По оси абсцисс расположены точки измерения, а по оси ординат сближение в мкм.

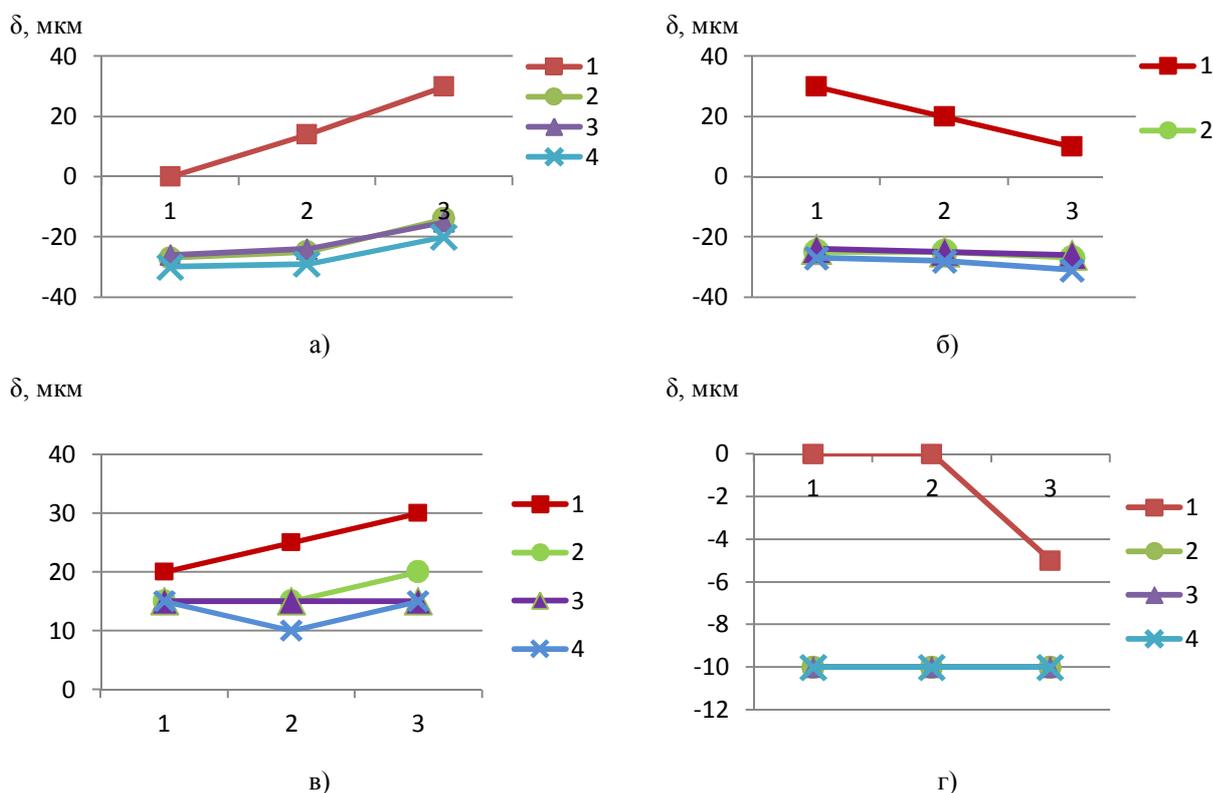


Рис. 3. Деформации стыка плиты:

- Базовая плита после фрезерования: а) «жесткая подшипниковая опора - базовая плита» при воздействии нагрузки;
- б) «плавающая подшипниковая опора - базовая плита» при воздействии нагрузки.
- Базовая плита после шлифования: в) «жесткая подшипниковая опора - базовая плита» при воздействии нагрузки;
- г) «плавающая подшипниковая опора - базовая плита» при воздействии нагрузки.
- 1 – положение опоры в измеряемых сечениях без нагрузки; 2 – деформации после первого нагружения опоры;
- 3 – деформации после второго нагружения опоры; 4 – деформации после третьего нагружения опоры

Из графиков деформации можно увидеть, что максимальная величина контактного сближения происходит при первом нагружении (разница между исходным положением, линия

1, и линией нагружения 2). Величина сближения зависит от обработки базовой плиты.

При монтаже подшипниковых опор на базовую плиту после фрезерования (рис. 4 а, рис.

4 б) деформации достигают порядка 50 мкм. При повторных нагрузках (линии 3 и 4) в стыках, в основном, возникают упругие деформации, которые исчезают после снятия нагрузки. Их величина не превышает 2-3 мкм и ее необходимо учитывать лишь для оборудования высокой точности. При монтаже подшипниковых опор на базовую плиту после шлифования (рис. 4 в, 4 г) контактные сближения уменьшаются в 5 раз и достигают 10 мкм.

С учетом того, что число стыков в рассматриваемой размерной цепи велико, величиной контактных деформаций не следует пренебрегать, даже при использовании шлифования стыков. На фрезерованных стыках контактные де-

формации весьма велики, и их необходимо учитывать практически всегда. Исключение составляют приводы, к которым не предъявляется серьезных требований по точности и жесткости.

На рис. 3 в, г можно увидеть, что при определенных условиях возможно получение разновысотности опор 20 мкм и более.

При расчетах кроме разновысотности осей опор, вызванной различными причинами, необходимо учитывать и макроотклонения базовых поверхностей, которые характерны для деталей большой длины. Характер изменения формы оси винта при наличии макроотклонений в виде вогнутости или седлообразности показан на рис. 4.

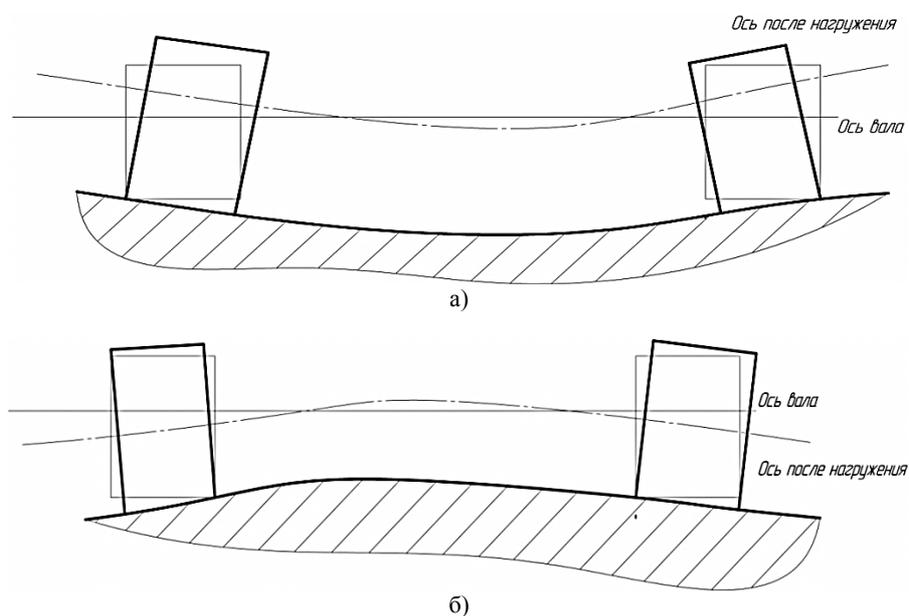


Рис. 4. Влияние макроотклонения на закрепление подшипниковых опор ШВП

Такое искажение формы винта приводит к деформации винта, которая ухудшает плавность хода, ведет к росту крутящего момента, создает погрешность шага, в том числе в пределах одного витка. По этим ухудшениям эксплуатационных характеристик можно в первом приближении регламентировать допустимые искажения оси винта. При этом в качестве одного из контролируемых выходных параметров удобно использовать величину крутящего момента холостого хода привода винта. По величине его отклонения можно судить о величине геометрических погрешностей конструкции.

Дальнейшие исследования были проведены по измерению боковых и высотных смещений при нагрузке и разгрузке винта ШВП. Они выполнялись по следующей схеме, представленной на рис. 5.

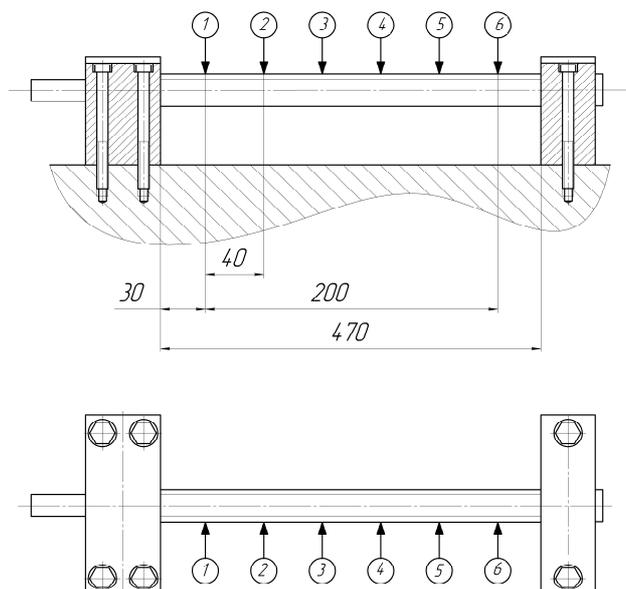


Рис. 5. Схема измерения боковых и высотных смещений

Результаты измерения боковых смещений представлены на рис. 6. Результаты измерения высотных смещений представлены на рис. 7.

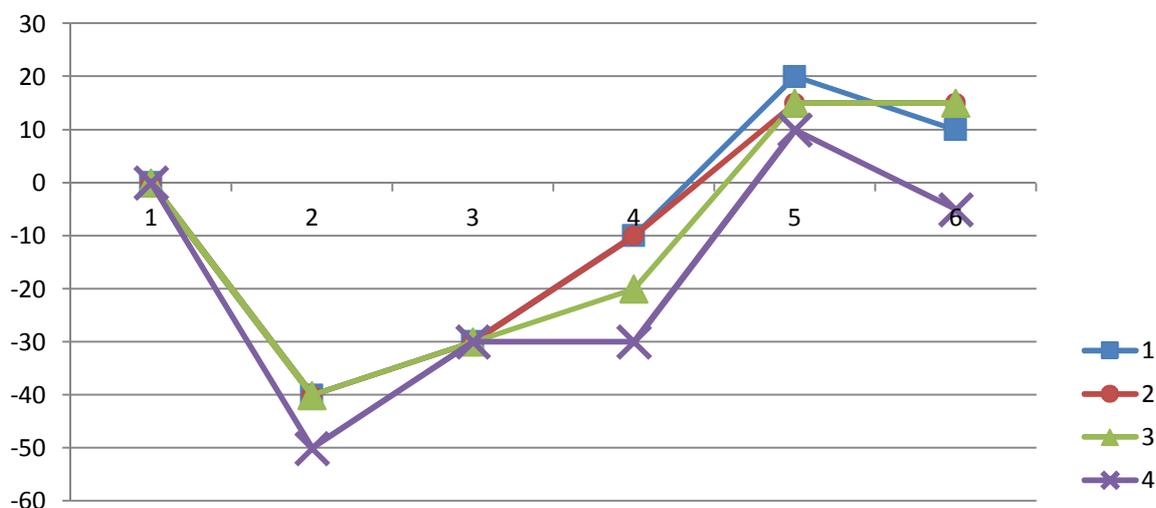
Для реализации такой схемы были закреплены направляющие вдоль винта. На них устанавливаются каретки с индикаторными стойками. Одна индикаторная стойка измеряет смещения боковые, другая высотные. Винт был разделен на 6 частей.

На графиках, изображенных на рис. 6 и 7, аналогично полученным ранее, для определе-

ния контактного сближения в подшипниковых опорах по оси абсцисс расположены точки измерения, а по оси ординат - смещения в боковом и вертикальном положении в мкм.

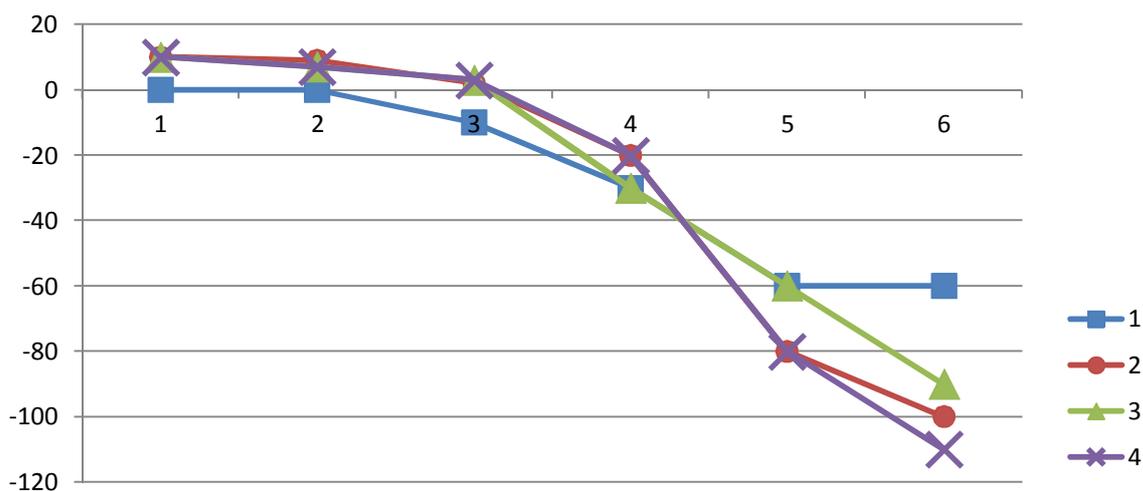
Из рис. 7 при нагрузках можно видеть, что винт отклоняется в некоторых точках на 10 -20 мкм. При этом форма положения винта практически не отличается от исходного. Можно говорить о том, что при затягивании винта винт в боковом смещении отклоняется не значительно.

$\delta$ , мкм



а)

$\delta$ , мкм



б)

Рис. 6. Боковые смещения в плоском стыке «плавающая подшипниковая опора - базовая плита» при воздействии нагрузки:

а) базовая плита после фрезерования; б) базовая плита после шлифования

1 – положение опоры в измеряемых сечениях без нагрузки; 2 – деформации после первого нагружения опоры; 3 – деформации после второго нагружения опоры; 4 – деформации после третьего нагружения опоры

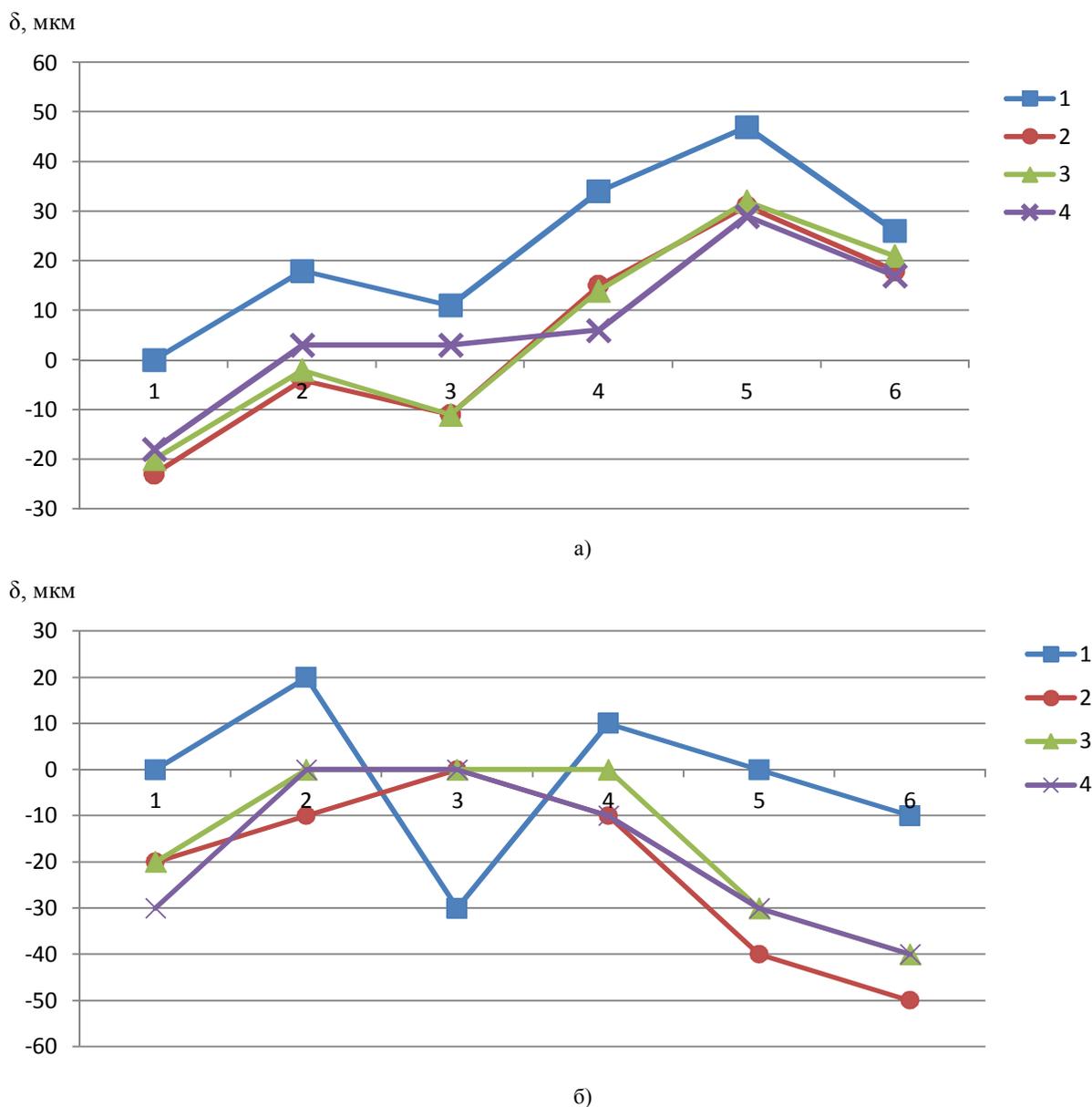


Рис. 7. Высотные смещения в плоском стыке «плавающая подшипниковая опора - базовая плита» при воздействии нагрузки:

а) базовая плита после фрезерования; б) базовая плита после шлифования

1 – положение опоры в измеряемых сечениях без нагрузки; 2 – деформации после первого нагружения опоры; 3 – деформации после второго нагружения опоры; 4 – деформации после третьего нагружения опоры

Как и в подшипниковых опорах, при измерении высотных смещений (рис. 7) самое большое смещение происходит при первом нагружении, а при дальнейших нагружениях положение практически не меняется.

При исследованиях высотных смещений отмечена специфика их возникновения по разным причинам. На рис. 7 а показан случай деформации винта из-за разновысотности опор. На рис. 7 б винт деформирован из-за макротоклонения базовой плоскости.

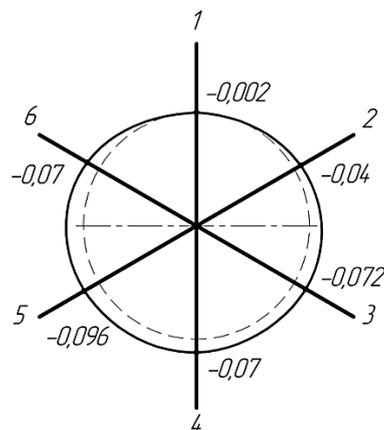
Деформации винта имеют несколько последствий. Как уже было сказано, из-за них в паре винт-гайка возникают дополнительные усилия, что негативно отражается на постоянстве крутящего момента и плавности хода. Но кроме ухудшения плавности хода, деформации винта приводят к биению профиля и выходного конца. Это приводит к возникновению погрешностей шага. В ходе экспериментов были исследованы биения выходной части винта, возникающие из-за его деформаций.

Для снижения погрешностей измерения были выполнены сначала для узла без затяжки подшипниковых опор, а затем после их монтажа и затяжки. Узел ШВП был установлен на поверочную плиту (рис. 8 а). Вал был разделен на 6 частей, в которых выполнялись измерения. С помощью индикатора и вращения вала было

измерено биение вала без жесткой фиксации подшипниковых опор. Максимальные отклонения составили около 100 мкм (рис. 8 б). В эксперименте использовался винт с накатанной резьбой длиной 500 мм. Такое биение соответствует требованиям, которые установил производитель для передач такой точности.



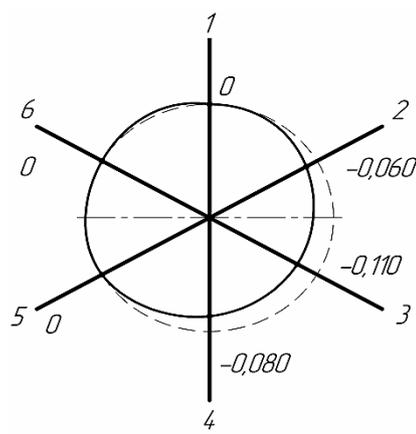
а)



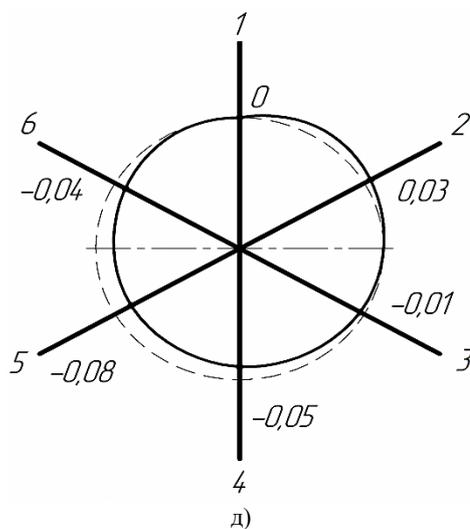
б)



в)



г)



д)

Рис. 8. Измерение биения выходного вала ШВП  
 а) схема измерения на поверочной плите; б) диаграмма биений на поверочной плите;  
 в) схема измерений на базовой плите после фрезерования или шлифования; г) диаграмма биений на базовой плите после фрезерования; д) диаграмма биений на базовой плите после шлифования

Повторное измерение было выполнено после монтажа подшипниковых опор на базовой плите. Схема измерения представлена на рис. 8 в. Измерения проводились для фрезерованных и шлифованных стыков. Для этой схемы влияние метода обработки проявилось в меньшей степени. В обоих случаях при затягивании узла ШВП биение возрастало на 10 мкм. При использовании относительно грубого винта такой прирост биений допустим. Для точных передач дополнительные биения ведут к снижению точности узла по параметру постоянства шага в пределах одного витка.

Необходимо отметить, что в данной работе рассмотрена лишь часть погрешностей, связанных с конструкторско-технологическими факторами модульных конструкций. Для реальной конструкции важную роль играет погрешность параллельности осей рельсовых направляющих и винта ШВП, которые также создают искажения шаговых параметров привода перемещений и негативно влияют на плавность хода рабочих органов. Влияние этой погрешности, наряду с учетом контактных перемещений, необходимо учитывать для корректного решения задачи решения задач размерного анализа и расчета размерных цепей модульных конструкций.

### Заключение

Существующие методики проектирования модульного оборудования для обеспечения высокой точности требуют существенной доработки и расширения. При проектировании и изготовлении такого оборудования необходимо учитывать контактную жесткость стыков. При расчете размерных цепей необходимо учитывать величины деформаций стыков, особенно для поверхностей большой протяженности, имеющих волнистость и макроотклонения. При этом конструкторские рекомендации должны дополняться технологическими. По результатам исследований после фрезерования контакт-

ное сближение достигает 50 мкм, а после шлифования 10 мкм, т.е. происходит уменьшение влияния практически в 5 раз. Это говорит о необходимости регламентирования в ряде случаев не только параметров поверхности, но и метода обработки.

При проектировании линейных координатных осей технологического оборудования в качестве одного из критериев качества возможно использование постоянства величины крутящего момента холостого хода.

Необходимость корректив проектных методик особенно актуальна для высокоточных приводов. При снижении требований к точности конструкции необходимые поправки часто перекрываются допусками.

### Литература

1. Стародубов В.С. Модульный принцип построения металлорежущих станков с числовым программным управлением // Известия высших учебных заведений. 2013. № 1. С. 68-74.
2. Каталог компании «HIWIN» по производству шариковых приводов. С. 122.
3. Каталог компании «SBC» по производству точных шарико-винтовых пар катаного типа. Раздел В. С. 31.
4. Детали и механизмы металлорежущих станков/ Коллектив авторов под ред. д-ра техн. наук Д.Н. Решетова. М.: «Машиностроение», 1972. Т. 1. С. 664.
5. Суслов А.Г. Технологическое обеспечение параметров состояния поверхностного слоя деталей. М.: Машиностроение, 1987. 208 с.
6. Демкин Н.Б., Рыжов Э.В. Качество поверхности и контакт деталей машин. М.: Машиностроение, 1981. 244 с.
7. Иванов А.С., Ермолаев М.М., Руднев С.К. Метод расчета соединения с натягом в общем случае нагружения // Прогрессивные технологии и системы машиностроения. 2015. Вып. 1. С. 75-83.
8. Технологическое обеспечение точности наукоемких сборочных узлов на этапах жизненного цикла / Е.А. Польский, О.А. Никонов, Н.С. Митраков, Ф.Д. Звягинцев // Известия ТулГУ. Технические науки. 2017. № 8. С. 328-338.
9. Обеспечение точности станочных узлов на базе унифицированных модулей с учетом контактной жесткости стыков / А.Г. Федуков, А.В. Хандожко, А.Н. Польский, А.Н. Щербаков // Вестник «БГТУ». Машиностроение машиноведение. 2019. № 3. С. 51 -59.

Поступила 19.11.2019; принята к публикации 13.02.2020

### Информация об авторах

**Федуков Александр Григорьевич** – аспирант, Брянский государственный технический университет (241035, Россия, г. Брянск, бул. 50-лет Октября, 7), тел. +7-906-502-59-67, e-mail: fedukov.lvdu@gmail.com  
**Хандожко Александр Владимирович** – д-р техн. наук, профессор, Брянский государственный технический университет (241035, Россия, г. Брянск, бул. 50-лет Октября, 7), e-mail: chandosh@yandex.ru

## INFLUENCE OF CONTACT STIFFNESS ON THE ACCURACY OF THE BALL-SCREW DRIVE PAIR ON THE BASIS OF UNIFIED MODULES

A.G. Fedukov, A.V. Khandozhko

Bryansk State Technical University, Bryansk, Russia

**Abstract:** in modern machine tool design and the design and manufacture of technological equipment, the use of standardized modules was increasingly used, which increases the number of joints. Existing methods for designing machine tools practically do not take into account the contact stiffness of joints, especially in dimensional chains, and the calculation methods are focused on joints with small contact areas. In this paper, the results of studies on the effect of contact stiffness on the accuracy of equipment using real unified modules with sizes characteristic of industrial products are presented. The studies were carried out experimentally on stands simulating a linear displacement drive. The design used rail fused rolling; the transmitting mechanism is a ball-screw pair. The influence of contact stiffness on the links of dimensional chains was considered in the work. In the course of experimental studies, it was shown that the values of contact deformations in flat joints when using standardized modules are comparable with tolerances for their manufacture and should be taken into account when calculating the executive dimensions of the interface parts. The research results confirm the need to include changes in the design techniques of metal-cutting machine units that will improve the accuracy of design decisions, reduce the amount of fitting work for structures based on the widespread use of unified modules that have complex, including spatial, dimensional chains

**Key words:** accuracy, unified modules, ball screw pair, contact stiffness, macro deviations

### References

1. Starodubov, V.S. "The modular principle of the construction of machine tools with numerical control", *News of Higher Educational Institutions (Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy)*, 2013, no. 1, pp. 68-74.
2. Catalog of the company "HIWIN" for the production of ball drives, 122 p.
3. Catalog of the company "SBC" for the production of exact ball screws of rolled type section, 31 p.
4. Reshetov D.N. "Details and mechanisms of machine tools" ("Detali i mekhanizmy metallovezhushchikh stankov"), Moscow, Mashinostroenie, 1972, 664 p.
5. Suslov A.G. "Technological support of state parameters of the surface layer of parts" ("Tekhnologicheskoe obespechenie parametrov sostoyaniya poverkhnostnogo sloya detaley"), Moscow, Mashinostroenie, 1987, 208 p.
6. Demkin N.B., Ryzhov E.V. "Surface quality and contact details of machines" ("Kachestvo poverkhnosti i kontakt detaley mashin"), Moscow, Mashinostroenie, 1981, 244 p.
7. Ivanov A.S., Ermolaev M.M., Rudnev S.K. "The method of calculating compounds with tension in the general case of loading", *Progressive Technologies and Systems of Mechanical Engineering (Progressivnye tekhnologii i sistemy mashinostroyeniya)*, 2015, vol. 1, pp. 75-83.
8. Pol'skiy E.A., Nikonov O.A., Mitrov N.S., Zvyagintsev F.D. "Technological support for the accuracy of high-tech assemblies at the stages of the life cycle", *News of the TSU. Technical science (Izvestiya TulGU. Tekhnicheskie nauki)*, 2017, no. 8, pp. 328-338.
9. Fedukov A.G., Khandozhko A.V., Pol'skiy E.A., Shcherbakov A.N. "Ensuring the accuracy of machine-tool assemblies based on unified assemblies based on the contact stiffness of the joints", *News of BSTU (Vestnik «BGTU»). Mashinostroyeniye, mashinovedeniye*, 2019, no.3, pp. 51-59.

Submitted 19.11.2019; revised 13.02.2020

### Information about the authors

**Aleksandr G. Fedukov**, Graduate student, Bryansk State Technical University (7 50-years Oktyabrya blvd., Bryansk241035, Russia), tel. + 7-906-502-59-67, e-mail: fedukov.lvdu@gmail.com

**Aleksandr V. Khandozhko**, Dr. Sc. (Technical), Professor, Bryansk State Technical University (7 50-years Oktyabrya blvd., Bryansk241035, Russia), e-mail: chandosh@yandex.ru