

ISSN 1684-8853 (print); ISSN 2541-8610 (online)

# ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

5(126)/2023

5(126)/2023

PEER REVIEWED JOURNAL

# INFORMATSIONNO- UPRAVLIAYUSHCHIE SISTEMY (INFORMATION AND CONTROL SYSTEMS)

**Founder**

A. Vostrikov

**Publisher**Saint Petersburg State University  
of Aerospace Instrumentation**Editor-in-Chief**

E. Krouk

Dr. Sc., Professor, Moscow, Russia

**Executive secretary**

O. Muravtsova

**Editorial Board**

S. Andreev

Dr. Sc., Tampere, Finland

V. Anisimov

Dr. Sc., Professor, Saint Petersburg, Russia

B. Bezruchko

Dr. Sc., Professor, Saratov, Russia

N. Blaunstein

Dr. Sc., Professor, Beer-Sheva, Israel

M. Buzdalov,

PhD, Researcher, Saint Petersburg, Russia

C. Christodoulou

PhD, Professor, Albuquerque, New Mexico, USA

A. Dudin

Dr. Sc., Professor, Minsk, Belarus

I. Dumer

PhD, Professor, Riverside, USA

M. Favorskaya

Dr. Sc., Professor, Krasnoyarsk, Russia

L. Fortuna

PhD, Professor, Catania, Italy

A. Fradkov

Dr. Sc., Professor, Saint Petersburg, Russia

A. Hramov

Dr. Sc., Professor, Innopolis, Russia

L. Jain

PhD, Professor, Canberra, Australia

G. Matvienko

Dr. Sc., Professor, Tomsk, Russia

A. Myllari

PhD, Professor, Grenada, West Indies

K. Samouylov

Dr. Sc., Professor, Moscow, Russia

J. Seberry

PhD, Professor, Wollongong, Australia

M. Sergeev

Dr. Sc., Professor, Saint Petersburg, Russia

A. Shalyto

Dr. Sc., Professor, Saint Petersburg, Russia

A. Shepeta

Dr. Sc., Professor, Saint Petersburg, Russia

Yu. Shokin

RAS Academician, Dr. Sc., Novosibirsk, Russia

A. Smirnov

Dr. Sc., Professor, Saint Petersburg, Russia

T. Sutikno

PhD, Associate Professor, Yogyakarta, Indonesia

Z. Yuldashev

Dr. Sc., Professor, Saint Petersburg, Russia

R. Yusupov

RAS Corr. Member, Dr. Sc., Professor, Saint Petersburg, Russia

A. Zeifman

Dr. Sc., Professor, Vologda, Russia

**Editor:** A. Larionova**Proofreader:** T. Zvertanovskaia**Design:** M. Chernenko, Yu. Umnitsyna**Layout and composition:** Yu. Umnitsyna**Contact information**The Editorial and Publishing Center, SUAI  
67A, Bol'shaya Morskaya, 190000, Saint Petersburg, RussiaWebsite: <http://i-us.ru/en>, e-mail: [i-us.spb@gmail.com](mailto:i-us.spb@gmail.com)

Tel.: +7 - 812 494 70 02

**INFORMATION AND CONTROL SYSTEMS***Popov D. I. Parameter identification for physical robot-environment interaction using internal and external sensors*

2

**SYSTEM AND PROCESS MODELING***Tipikin A. A. The technique of calculating the field strength of the ionospheric wave in the very low frequency band based on the wavehop method*

12

**INFORMATION CODING AND TRANSMISSION***Ivanov V. V., Voronkov G. S., Kuznetsov I. V. Developing an algorithm for the synthesis of non-stationary coordinated convolutional codecs by means of constructing interval homogeneous multi-connected systems*

22

*Trofimov A. N., Taubin F. A. Improved bound on optimal reception error probability for an intersymbol interference channel*

33

**INFORMATION CHANNELS AND MEDIUM***Chertkov V. M., Bohush R. P., Adamovskiy Y. R. User data separation model in an LTE-based cognitive communication system*

43

*Tarasov V. N., Bakhareva N. F. Controlling queuing system characteristics through shifting the distribution laws*

55

**INFORMATION ABOUT THE AUTHORS**

64

5(126)/2023

ИНФОРМАЦИОННО-  
УПРАВЛЯЮЩИЕ  
СИСТЕМЫ

РЕЦЕНЗИРУЕМОЕ ИЗДАНИЕ

**Учредитель**

А. А. Востриков

**Издатель**Санкт-Петербургский государственный университет  
аэрокосмического приборостроения**Главный редактор**

Е. А. Крук,

д-р техн. наук, проф., Москва, РФ

**Ответственный секретарь**

О. В. Муравцова

**Редакционная коллегия:**

С. Д. Андреев,

д-р техн. наук, Тампере, Финляндия

В. Г. Анисимов,

д-р техн. наук, проф., Санкт-Петербург, РФ

Б. П. Безручко,

д-р физ.-мат. наук, проф., Саратов, РФ

Н. Блаунштейн,

д-р физ.-мат. наук, проф., Беэр-Шева, Израиль

М. В. Буздалов,

канд. техн. наук, научный сотрудник, Санкт-Петербург, РФ

Л. С. Джайн,

д-р наук, проф., Канберра, Австралия

А. Н. Дудин,

д-р физ.-мат. наук, проф., Минск, Беларусь

И. И. Думер,

д-р наук, проф., Риверсайд, США

А. И. Зейфман,

д-р физ.-мат. наук, проф., Вологда, РФ

К. Кристодело,

д-р наук, проф., Альбукерке, Нью-Мексико, США

Г. Г. Матвиенко,

д-р физ.-мат. наук, проф., Томск, РФ

А. А. Мюллери,

д-р наук, профессор, Гренада, Вест-Индия

К. Е. Самуилов,

д-р техн. наук, проф., Москва, РФ

Д. Себерри,

д-р наук, проф., Волонгонг, Австралия

М. Б. Сергеев,

д-р техн. наук, проф., Санкт-Петербург, РФ

А. В. Смирнов,

д-р техн. наук, проф., Санкт-Петербург, РФ

Т. Сутикну,

д-р наук, доцент, Джокьякарта, Индонезия

М. Н. Фаворская,

д-р техн. наук, проф., Красноярск, РФ

Л. Фортуна,

д-р наук, проф., Катания, Италия

А. Л. Фрадков,

д-р техн. наук, проф., Санкт-Петербург, РФ

А. Е. Храмов,

д-р физ.-мат. наук, Иннополис, РФ

А. А. Шалыто,

д-р техн. наук, проф., Санкт-Петербург, РФ

А. П. Шелета,

д-р техн. наук, проф., Санкт-Петербург, РФ

Ю. И. Шокин,

акад. РАН, д-р физ.-мат. наук, проф., Новосибирск, РФ

З. М. Юлдашев,

д-р техн. наук, проф., Санкт-Петербург, РФ

Р. М. Юсупов,

чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, проф., Санкт-Петербург, РФ

**Редактор:** А. Г. Ларионова**Корректор:** Т. В. Звертановская**Дизайн:** М. Л. Черненко, Ю. В. Умницына**Компьютерная верстка:** Ю. В. Умницына**Адрес редакции:** 190000, г. Санкт-Петербург,

ул. Большая Морская, д. 67, лит. А, ГУАП, РИЦ

Тел.: (812) 494-70-02, эл. адрес: ius.spb@gmail.com,

сайт: http://i-us.ru

**ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ***Попов Д. И. Определение параметров физического взаимодействия между роботом и средой с использованием внутренних и внешних сенсоров*

2

**МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ***Типикин А. А. Методика расчета напряженности поля ионосферной волны в диапазоне очень низких частот на основе скачкового метода*

12

**КОДИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ***Иванов В. В., Воронков Г. С., Кузнецов И. В. Алгоритм синтеза нестационарного координированного многоканального кодека на основе построения интервальных однотипных многосвязных систем*

22

*Трофимов А. Н., Таубин Ф. А. Улучшенная граница вероятности ошибки при оптимальном приеме в канале с межсимвольной интерференцией*

33

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ КАНАЛЫ И СРЕДЫ***Чертков В. М., Богуш Р. П., Адамовский Е. Р. Модель разделения данных пользователей в когнитивной системе связи на базе LTE*

43

*Тарасов В. Н., Бахарева Н. Ф. Управление характеристиками системы массового обслуживания через сдвиг законов распределений*

55

**СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ**

64

Журнал входит в БД Scopus и в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук.

Сдано в набор 05.09.23. Подписано в печать 03.11.23. Дата выхода в свет: 08.11.2023.

Формат 60×841/8. Гарнитура CentSchbkCyrill BT. Печать цифровая.

Усл. печ. л. 7,8. Уч.-изд. л. 10,8. Тираж 1000 экз (1-й завод 50 экз.). Заказ № 459.

Оригинал-макет изготовлен в редакционно-издательском центре ГУАП.

190000, г. Санкт-Петербург, ул. Большая Морская, д. 67, лит. А.

Отпечатано в редакционно-издательском центре ГУАП.

190000, г. Санкт-Петербург, ул. Большая Морская, д. 67, лит. А.

Распространяется бесплатно.

Журнал зарегистрирован в Министерстве РФ по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций. Свидетельство о регистрации ПИ № 77-12412 от 19 апреля 2002 г. Перерегистрирован в Роскомнадзоре. Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-82226 от 23 ноября 2021 г.

© А. А. Востриков, 2023



## Определение параметров физического взаимодействия между роботом и средой с использованием внутренних и внешних сенсоров

Д. И. Попов<sup>а</sup>, PhD, научный сотрудник, [orcid.org/0000-0001-9341-8083](https://orcid.org/0000-0001-9341-8083), [d.popov@innopolis.ru](mailto:d.popov@innopolis.ru)

<sup>а</sup>Университет Иннополис, Университетская ул., 1, Иннополис, 420500, РФ

**Введение:** разработка робототехнической системы, в которой робот и человек безопасно и эффективно решают поставленную задачу, является одним из ключевых вызовов в области индустриальной робототехники. Для такой совместной рабочей ячейки не исключено прямое физическое взаимодействие между роботом, человеком и средой. **Цель:** разработать метод для идентификации параметров физического взаимодействия, включающих в себя силу взаимодействия и точку ее приложения. **Результаты:** предложен аналитический алгоритм расчета параметров взаимодействия с использованием измерений, полученных от внутренних датчиков крутящего момента в шарнирах робота и внешнего сенсора глубины. Алгоритм основан на расширении уравнений статического равновесия, позволяющем найти искомую силу взаимодействия и линию ее действия. Далее это общее решение сочетается с геометрическими ограничениями, описывающими поверхность манипулятора и соответствующий конус трения. Особое внимание уделено сингулярным случаям, возникающим при пересечении линией действия силы взаимодействия одной или нескольких осей датчиков, приводящих к множеству решений. **Практическая значимость:** ключевой особенностью предложенного алгоритма является его аналитический характер, что позволяет существенно сократить время вычислений по сравнению с традиционными подходами, основанными на методах прямой оптимизации. Таким образом, предложенный алгоритм хорошо подходит для реальных промышленных применений, где время отклика имеет решающее значение из соображений безопасности. Кроме того, алгоритм способен оценить искомые параметры даже в некоторых сложных случаях с множеством возможных решений. Существующие методы обычно игнорируют такие случаи. Полученные результаты показали, что идентификация параметров взаимодействия робота и среды с использованием только внешних сенсоров крайне затруднительна, однако внешние сенсоры могут значительно снизить неопределенность результатов, полученных с помощью внутренних сенсоров робота в сингулярных случаях.

**Ключевые слова** — индустриальные роботы, взаимодействие человека и робота, идентификация параметров физического взаимодействия, силомоментное ощущение.

**Для цитирования:** Попов Д. И. Определение параметров физического взаимодействия между роботом и средой с использованием внутренних и внешних сенсоров. *Информационно-управляющие системы*, 2023, № 5, с. 2–11. doi:10.31799/1684-8853-2023-5-2-11, EDN: ISTWOV

**For citation:** Popov D. I. Parameter identification for physical robot-environment interaction using internal and external sensors. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2023, no. 5, pp. 2–11 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2023-5-2-11, EDN: ISTWOV

### Введение

Оценка параметров взаимодействия человека и робота является одной из важных тем для исследований в области робототехники и полагается на методы, варьирующиеся от визуальной и акустической обработки до прямых измерений силы с использованием соответствующих датчиков. Хотя большинство из этих методов были предложены несколько десятков лет назад, в последние годы они приобретают все большую популярность благодаря широкому использованию коллаборативных роботов, которые, как правило, оснащены различными датчиками силы/крутящего момента, позволяющими обнаружить взаимодействие робота с оператором или окружающей средой. Этот тип роботов был специально разработан для использования в совместных рабочих ячейках, состоящих из человека и робота, где безопасность человека является приоритетом.

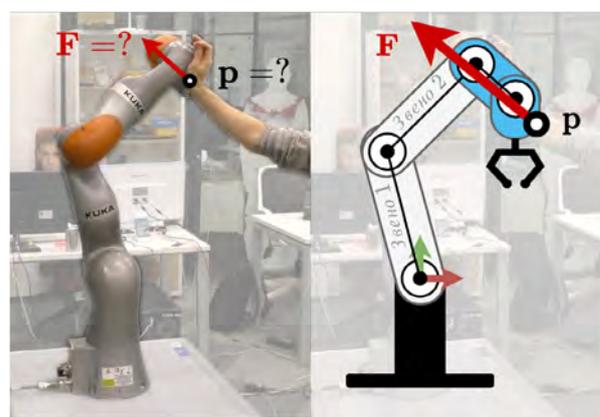
Однако обеспечение безопасности человека по-прежнему остается сложной задачей, поскольку большинство промышленных роботов могут достигать достаточно больших скоростей и сил, которые могут быть опасны для человека при ударе [1, 2]. Хотя в настоящее время существует ряд методов для предотвращения столкновений, иногда физическое взаимодействие человека и робота неизбежно или даже является необходимым элементом производственного процесса. Чтобы обеспечить безопасность на практике, все физические взаимодействия должны быть правильно идентифицированы и отработаны соответствующей реакцией робота, которая может варьироваться от простой аварийной остановки до более сложных сценариев, таких как удаление от препятствия или снижение жесткости шарниров робота [3, 4]. Понятно, что для реализации любого из этих сценариев сила взаимодействия человека и робота должна оцениваться с необхо-

димой скоростью и точностью, что мотивирует разработку специальных методик, представленных в данной статье.

Для определения желаемой силы взаимодействия могут применяться различные методы, начиная от прямых измерений и заканчивая сложными численными алгоритмами. На практике производительность алгоритмов для идентификации параметров взаимодействия зависит от набора доступных датчиков, предоставляющих данные для обнаружения и оценки взаимодействия [5, 6]. Очевидно, что проблема может быть существенно упрощена при правильном выборе датчиков. В настоящее время в коллаборативной робототехнике используется большое разнообразие датчиков, наиболее привлекательными из которых являются тактильные датчики, или так называемая «искусственная кожа» [7–9], которые напрямую определяют как силу взаимодействия, так и точку ее приложения, что делает процесс идентификации тривиальным. Этот тип датчиков может быть основан на различных физических явлениях от магнитных до оптических [10]. Однако большинство из них имеют одни и те же принципиальные недостатки: размер, громоздкость, цена и сложность калибровки, — которые во многом превосходят их преимущества. Другой популярный тип внешнего датчика — камеры и сенсоры глубины [11–14], которые могут быть полезны только для поиска точки взаимодействия при отсутствии окклюзий. Также стоит упомянуть некоторые довольно не типичные датчики, такие как акселерометры или датчики звука, которые также используются для обработки столкновений [15–17].

В данной работе предлагается использовать информацию от внутренних и внешних датчиков робота. Обработывая данные с этих датчиков, можно извлечь желаемую тактильную информацию о взаимодействии человека и робота, которая включает положение точки контакта на поверхности робота, а также амплитуду и направление силы взаимодействия, показанные на рис. 1.

Большинство существующих подходов к оценке параметров взаимодействия человека и робота по внутренним датчикам основаны на минимизации квадратов невязок уравнений статического равновесия с учетом некоторых ограничений, связанных как с формой робота, так и со свойствами контактной поверхности. Например, точка контакта должна быть четко расположена на поверхности звена робота, а направление силы должно быть близко к нормали поверхности. В последние годы было разработано несколько различных методов оценки параметров взаимодействия, основанных либо на прямой нелинейной оптимизации с ограничениями [18, 19], либо



■ **Рис. 1.** Параметры взаимодействия человека и робота: сила взаимодействия ( $F$ ) и точка ее приложения ( $p$ )

■ **Fig. 1.** Parameters of human-robot interaction: interaction force ( $F$ ) and its application point ( $p$ )

на алгоритмах Монте-Карло [20, 21] или других методах [22–24]. В целом эти подходы обеспечивают хорошую точность, но обладают достаточно низкой скоростью вычислений. Последнее обусловлено итерационным характером соответствующих численных алгоритмов, требующих многочисленных оценок целевой функции для поиска параметров взаимодействия. Другие возникающие здесь трудности связаны с неспособностью обрабатывать взаимодействия в сингулярных или близких к сингулярным конфигурациях манипулятора, когда существуют множественные минимумы целевой функции, и, как результат, взаимодействие не может быть идентифицировано однозначно. Таким образом, существующие методы не полностью соответствуют инженерным требованиям, предъявляемым реальной имплементацией.

## Постановка задачи

Основная задача, рассматриваемая в данной работе, заключается в оценке силы взаимодействия человека с роботом и точки ее приложения по данным, полученным от внутренних и внешних датчиков. Предполагается, что оператор взаимодействует с последовательным планарным манипулятором с  $n$ -степенями свободы, состоящего из неподвижного основания, рабочего органа и ряда звеньев, соединенных с помощью  $n$  вращательных шарниров. Кроме того, предполагается, что сила взаимодействия может быть приложена к произвольной точке поверхности звена манипулятора (см. рис. 1). Следует отметить, что здесь мы рассматриваем только точечный контакт между оператором и роботом,

предполагая, что любой контакт поверхность-поверхность (или более сложный) может быть эффективно аппроксимирован взаимодействием точка-точка.

Для этой задачи удобно описать геометрию манипулятора, используя следующие обозначения. Предполагается, что сила взаимодействия приложена к  $k$ -му звену, тогда  $[x_p, y_p]$  – координаты контакта точки  $\mathbf{p}$  в глобальной системе отсчета,  $[x_p^k, y_p^k]$  – координаты той же точки в относительной локальной системе (рис. 2). Следует отметить, что приведенная выше модель пригодна для достаточно общего случая, когда сила взаимодействия приложена к любому промежуточному звену манипулятора ( $k < n$ ), не обязательно к его рабочему органу ( $k = n$ ).

В таком описании манипулятора форму  $k$ -го звена удобно представить в виде замкнутого контура  $\Omega_k$ , который состоит из нескольких соединенных отрезков. Это дает следующее геометрическое ограничение:

$$[x_p^k, y_p^k] \in \Omega_k, \quad (1)$$

которое в дальнейшем необходимо рассматривать совместно с геометрической моделью робота. Контур  $\Omega_k$  для  $k$ -го звена описан набором  $m$  последовательных узлов отрезков:

$$\Omega_k = \text{hull}(\{s_1^k, \dots, s_m^k\}). \quad (2)$$

Для учета условия статического равновесия, связанного с рассматриваемым взаимодействием, используется основное соотношение  $\boldsymbol{\tau} = \mathbf{J}(\mathbf{q}, \mathbf{p})^T \mathbf{F}$  между силой взаимодействия  $\mathbf{F}$  и вектором моментов в шарнирах  $\boldsymbol{\tau}$  через якобиан  $\mathbf{J}(\mathbf{q}, \mathbf{p})$ , который удобно представить в сокращенном виде

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \dots \\ \tau_k \end{bmatrix} = \mathbf{J}_k(\mathbf{q}^{(k)}, \mathbf{p})^T \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где используется только  $k$  значимых компонентов вектора крутящих моментов в шарнирах  $\boldsymbol{\tau}$ . Этот индекс  $k$  легко найти из исходного вектора крутящих моментов в шарнирах  $\boldsymbol{\tau} = (\tau_1, \dots, \tau_n)$  путем исключения последних нулевых значений, т. е. применяя правило

$$\tau_k \neq 0 \ \& \ \tau_i = 0, \ \forall i > k. \quad (4)$$

Понятно, что на практике это правило следует применять с некоторыми допущениями в зависимости от шума измерений.

В уравнении (3) вектор  $\mathbf{q}^{(k)} = (q_1, \dots, q_k)^T$  и вектор крутящего момента  $\boldsymbol{\tau}^{(k)} = (\tau_1, \dots, \tau_k)^T$  известны, а сила взаимодействия  $\mathbf{F}$  и ее приложение точка  $\mathbf{p}$  должны быть найдены. Якобиан  $\mathbf{J}_k(\mathbf{q}, \mathbf{p})$  размера  $2 \times k$  может быть получен непосредственно из геометрической модели робота, но можно легко доказать, что для рассматриваемой задачи эта матрица может быть представлена в следующем виде:

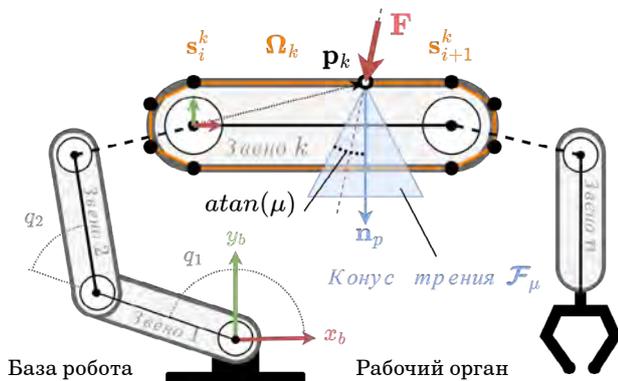
$$\mathbf{J}_k(\mathbf{q}^{(k)}, \mathbf{p}) = \begin{bmatrix} -(y_p - y_1) & \dots & -(y_p - y_k) \\ (x_p - x_1) & \dots & (x_p - x_k) \end{bmatrix}_{2 \times k}, \quad (5)$$

где  $(x_i, y_i)$ ,  $i = 1, \dots, k$  определяют расположение осей каждого шарнира.

Другая особенность рассматриваемой задачи, которую необходимо обязательно учитывать, связана с допустимыми направлениями силы взаимодействия  $\mathbf{F}$ , которые ограничены физически. На самом деле эта сила состоит из двух основных составляющих: нормальной и касательной, – связанных законом трения. Все геометрически возможные направления можно представить в виде так называемого «конуса трения», который строится вокруг нормали  $\mathbf{n}_p$  к поверхности робота в точке контакта  $\mathbf{p}$  (см. рис. 2). Предполагая, что коэффициент трения равен  $\mu$  и  $\mathbf{n}_p$  является нормалью, указывающей внутрь звена, можно записать соответствующее ограничение следующим образом:

$$|\angle(\mathbf{n}_p, \mathbf{F})| \leq \text{atan}(\mu). \quad (6)$$

В дальнейшем это ограничение конуса трения будет обозначаться как  $\mathbf{F} \in \mathcal{F}_\mu$ . Стоит отметить, что в приведенных выше выражениях оба вектора,  $\mathbf{n}_p$  и  $\mathbf{F}$ , должны быть выражены относительно одной и той же системы координат (локальной или глобальной).



■ **Рис. 2.** Геометрия манипулятора и расположение точки взаимодействия с соответствующим конусом трения

■ **Fig. 2.** Geometry of the manipulator and location of the interaction force application point with the corresponding friction cone

Таким образом, искомое решение  $(\mathbf{F}, \mathbf{p})$  рассматриваемой задачи должно удовлетворять уравнениям статического равновесия (3), а также ограничениям на направление силы  $\mathbf{F} \in \mathcal{F}_\mu$  и положение точки контакта  $\mathbf{p} \in \Omega_k$ . Стоит отметить, что в зависимости от количества уравнений  $k$  система уравнений статического равновесия может быть как переопределенной, так и недоопределенной. Кроме того, на практике некоторые компоненты в этих уравнениях могут быть искажены шумом измерений, что может привести к несогласованности уравнений. По этой причине имеет смысл представить рассматриваемую задачу идентификации в виде следующей нелинейной задачи оптимизации с ограничениями:

$$\left\| \boldsymbol{\tau}^{(k)} - \mathbf{J}_k(\mathbf{q}^{(k)}, \mathbf{p})^T \mathbf{F} \right\| \rightarrow \min_{\mathbf{F}, \mathbf{p}}, \quad (7)$$

$$\mathbf{p} \in \Omega_k, \mathbf{F} \in \mathcal{F}_\mu,$$

где индекс  $k$  обозначает звено, к которому приложена сила взаимодействия, определяемая с помощью выражений (4).

Понятно, что это специфическая задача нелинейной оптимизации, которая не может быть решена напрямую и требует разработки специальной методики, предложенной в следующих разделах.

### Вычисление силы взаимодействия и ее линии действия

Рассмотрим сначала только уравнения статического равновесия, опуская ограничения на неизвестные переменные  $\mathbf{F}, \mathbf{p}$ . Это позволяет получить общее решение этих уравнений, которое в дальнейшем будет интегрироваться с ограничениями  $\mathbf{p} \in \Omega_k, \mathbf{F} \in \mathcal{F}_\mu$ . Искомое решение будет найдено в конечном виде по специально разработанной методике, основанной на предложенном расширении исходной системы и ее последующей редукции.

Прежде чем сосредоточиться на общем решении, давайте сосредоточимся на некоторых важных свойствах рассматриваемой алгебраической системы (3). Стоит отметить, что общее количество уравнений здесь равно  $k$ , что зависит от индекса звена, на который действует сила взаимодействия. При этом количество неизвестных всегда равно четырем: они включают компоненты силы  $(F_x, F_y)$  и координаты точки контакта  $(x_p, y_p)$ . В общем случае, если такая система согласована, она может иметь как одно, так и несколько решений. Однако для нашей конкретной системы однозначное решение невозможно, так как физически точку приложения силы  $\mathbf{p}$  мож-

но перемещать вдоль линии действия силы, не нарушая уравнений статического равновесия. Математически это свойство можно сформулировать следующим образом.

**Утверждение 1.** Если вектор силы  $\mathbf{F}$  и точка его приложения  $\mathbf{p}$  удовлетворяют уравнениям статического равновесия (3), то множество решений для одних и тех же вектора силы  $\mathbf{F}$  и точки приложения  $\mathbf{p}$  принадлежит прямой  $\mathbf{p}^* = \mathbf{p} + \alpha \mathbf{F}, \forall \alpha \in \mathcal{R}$ , которая также удовлетворяет этим уравнениям.

Чтобы найти решение рассматриваемой системы (3) в замкнутом виде, введем расширенную систему уравнений статического равновесия следующего вида:

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \dots \\ \tau_k \end{bmatrix} = \mathbf{J}_k^w(\mathbf{q}^{(k)}, \mathbf{p})^T \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ \tau_z \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где вектор неизвестной силы  $\mathbf{F} = [F_x, F_y]^T$  заменяется вектором общего взаимодействия  $\mathbf{W} = [F_x, F_y, \tau_z]^T$ , включающим крутящий момент  $\tau_z$ , и исходный якобиан  $2 \times k$  (5) заменяется расширенной матрицей размера  $3 \times k$

$$\mathbf{J}_k^w(\mathbf{q}^{(k)}, \mathbf{p}) = \begin{bmatrix} -(y_p - y_1) & \dots & -(y_p - y_k) \\ (x_p - x_1) & \dots & (x_p - x_k) \\ 1 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{3 \times k}. \quad (9)$$

Предположим также, что система (3) согласована и точка приложения силы  $\mathbf{p}$  известна. Расширенная система (8) может быть легко решена для  $\mathbf{W}$  как

$$\mathbf{W} = \left[ \mathbf{J}_k^w(\mathbf{q}^{(k)}, \mathbf{p})^T \right]^+ \boldsymbol{\tau}^{(k)}, \quad (10)$$

где  $[\cdot]^+$  обозначает псевдообращение Мура – Пенроуза. Более того, можно доказать, что для любого произвольного  $\mathbf{p}$  полученный вектор  $\mathbf{W}$  всегда дает нам искомые компоненты силы взаимодействия  $F_x, F_y$  из исходной системы (3). Математически этот результат можно сформулировать следующим образом.

**Утверждение 2.** Если исходная система (3) включает  $k \geq 3$  согласованных уравнений статического равновесия и существует некоторая точка  $\mathbf{p}^*$ , обеспечивающая полный ранг  $\text{rank}(\mathbf{J}_k^w(\mathbf{q}, \mathbf{p}^*)) = 3$  для расширенной системы, то решение расширенной системы (8)  $\mathbf{W} = [F_x, F_y, \tau_z]^T$  уникально и дает точный вектор силы  $F_x, F_y$  для исходной системы.

Следовательно, приведенное выше утверждение дает нам решение в закрытой форме для

вектора силы взаимодействия  $\mathbf{F}$  с использованием произвольной точки  $\mathbf{p}^0$ . Кроме того, это позволяет нам найти линию действия силы  $\mathcal{L}$ , которая, очевидно, должна удовлетворять уравнению

$$\tau_z = \Delta y F_x - \Delta x F_y, \quad (11)$$

где  $\Delta x = x_p^0 - x_p$ ;  $\Delta y = y_p^0 - y_p$ . Последнее дает следующее уравнение линии действия искомой силы:

$$\mathcal{L} = ax_p + by_p + c, \quad (12)$$

где  $a = F_y$ ;  $b = -F_x$ ;  $c = F_x x_p^0 - F_y y_p^0 - \tau_z$ ,  $F_x$ ,  $F_y$  и  $\tau_z$  получены из (10).

Подводя итог вышеизложенному, следует отметить, что предложенная методика позволяет оценить как силу взаимодействия  $\mathbf{F}$ , так и линию ее действия, используя произвольную начальную точку  $\mathbf{p}^0$ , которая может существенно отличаться от реальной точки приложения силы  $\mathbf{p}$ . Однако здесь неявно предполагается, что расширенный якобиан  $\mathbf{J}_k^w$  полный и его ранг равен трем.

### Экспериментальное исследование

Разработанная методика была апробирована в рамках экспериментов по взаимодействию человека и робота с использованием виртуальной модели манипулятора (см. рис. 1). Для простоты эксперимента модель робота была сведена к планарной за счет правильного выбора направления силы, которая была направлена в плоскости планарного робота. Поверхности звеньев данного робота были аппроксимированы контурами, состоящими из 16 сегментов, а коэффициент трения принимался равным  $\mu = 0,5$ . Сила взаимодействия прикладывалась к поверхностям 3-го или 4-го звена, ее амплитуда составляла около  $\|\mathbf{F}\| = 100$  Н, а направление было выбрано из соответствующего конуса трения.

Точность предложенного алгоритма и устойчивость к шуму оценивались посредством применения некоторого шума к измерениям крутящего момента в шарнирах робота. Для каждого уровня шума было проведено  $10^4$  виртуальных экспериментов, в которых как поза робота, так и точка приложения силы выбирались случайным образом. Шум измерений генерировался с использованием нормального распределения со средним значением 0–2,0 Н·м, что соответствует экспериментальным данным, полученным с реального робота. Соответствующие результаты моделирования представлены в табл. 1. Понятно, что в случае нулевого шума измерения ошибка оценки незначительна и вызвана округлениями

при вычислениях. Однако даже при достаточно реалистичном шуме измерения 0,5 Н·м могут возникнуть некоторые проблемы, когда аналитический алгоритм не может найти пересечение линии действия силы и поверхности звена робота. Количество таких случаев от общего числа представлено в последнем столбце табл. 1. Для нахождения искомого решения в таких частных случаях разумно объединить предложенный аналитический метод, использующий только информацию с внутренних датчиков, с оценкой точки приложения силы на основе внешних сенсоров. В таком случае аналитический алгоритм будет использоваться только для определения силы взаимодействия, тогда как точка ее приложения будет получена с помощью внешних сенсоров. Очевидно, что в таком случае средняя точность идентификации ухудшится, но это позволит получать решения для всех возможных вариантов.

Вычислительная эффективность предложенного метода также оценивалась посредством моделирования, в ходе которого разработанный аналитический метод сравнивался с методом прямой оптимизации, основанным на популярной функции численной оптимизации `fmincon()` из пакета `MatLab`. Время поиска параметров взаимодействия для этих двух методов представлено в табл. 2, где ясно показано существенное преимущество предлагаемого метода, который оказался примерно в 2000 раз быстрее.

Также стоит отметить, что, несмотря на очевидные преимущества, предлагаемая аналитическая методика имеет некоторые ограничения. В частности, для ее использования требуется полный ранг расширенного якобиана, что на практике может нарушаться, если геометриче-

■ **Таблица 1.** Точность определения параметров взаимодействия при различном шуме измерений

■ **Table 1.** Accuracy of interaction parameters estimation for different measurement noise

Уровень шума измерения момента, Н·м	Ошибка определения амплитуды силы, Н	Ошибка определения направления силы, град	Ошибка определения точки приложения силы, мм	Нет решения при использовании внутренних сенсоров, %
0,0	1e-13	8e-14	3e-13	0
0,1	0,41	0,33	0,93	0
0,5	2,08	1,53	4,63	0,51
1,0	4,23	2,89	8,23	6,86
2,0	8,31	5,96	12,42	25,51

■ **Таблица 2.** Сравнение времени вычисления для классического и разработанного метода идентификации

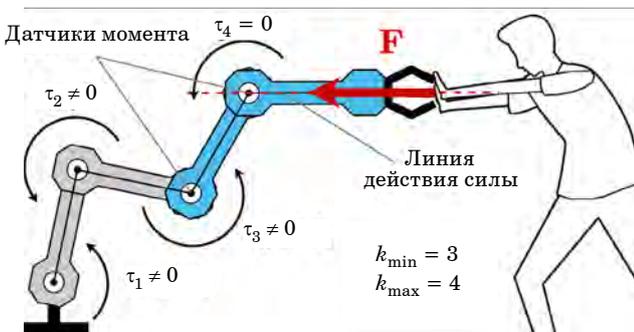
■ **Table 2.** Comparison of computation time for classical and developed identification method

Метод	Время вычисления, мкс		
	min	avg	max
Предложенный аналитический метод	0,19	0,21	0,78
Численная оптимизация fmincon	286	414	1065

ская конфигурация манипулятора близка к сингулярной. Аналогичная трудность возникает, если сила взаимодействия приложена к нижним звеньям с  $k < 3$  и система статического равновесия недоопределена.

**Оценка индекса звена с взаимодействием в сингулярных случаях**

В предыдущем разделе предполагалось, что индекс  $k$  взаимодействующего звена известен и однозначно определяется правилом (4). Однако на практике для некоторых отдельных конфигураций робота и некоторых конкретных направлений силы это правило может привести к неверным значениям индекса. Эта ситуация показана на рис. 3, где оператор прикладывает силу к 4-му звену манипулятора, но линия ее действия пересекает ось 4-го шарнира, что приводит к  $\tau_4 = 0$ . Итак, здесь базовое правило (4) дает индекс звена с взаимодействием  $k = 3$  вместо  $k = 4$ . Следовательно, чтобы это преодолеть, правило для  $k$ -индекса должно быть изменено с целью определить возможный диапазон  $k \in [k_{\min}, k_{\max}]$  и рассмотреть все возможные звенья, в которых сила взаимодействия может быть приложена для заданных измерений крутящего момента. В про-



■ **Рис. 3.** Типичный сингулярный случай оценки параметров взаимодействия человека с роботом

■ **Fig. 3.** A typical singular case of human-robot interaction parameters identification

тивном случае существует риск того, что реальное решение не войдет в набор потенциальных.

Чтобы найти диапазон  $k$ -индексов для заданных измерений крутящего момента  $\tau_i, i = 1..n$ , можно применить следующую технику. Во-первых, нижняя граница  $k$ -индекса оценивается с использованием базового правила (4). Это дает  $k_{\min}$ , например  $\tau_{k_{\min}} \neq 0$  и  $\tau_i = 0, \forall i > k_{\min}$ . Затем путем последовательного увеличения числа рассматриваемых уравнений статического равновесия и проверки согласованности системы (3) получаем верхнюю границу  $k$ . Стоит отметить, что тест на согласованность может быть основан на анализе невязок соответствующего решения методом наименьших квадратов рассматриваемой системы. Понятно, что необходимо также определить некоторые допуски для учета шума измерения. Более формально эту методику вычисления диапазона  $k$ -индекса можно представить следующим образом:

– нижняя граница

$$k_{\min} = \arg \max_i (\|\tau_i\| \geq \delta_\tau); \quad (13.1)$$

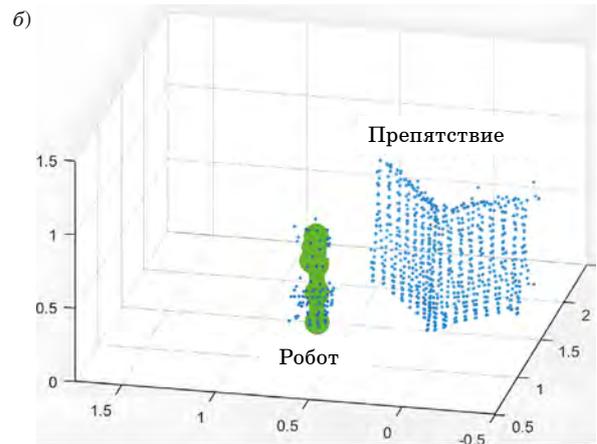
– верхняя граница

$$k_{\max} = \arg \max_i \left( \left\| \left( \mathbf{J}_i^w(\mathbf{q}^{(i)}, \mathbf{p}^*) \right)^T \mathbf{W}_i - \boldsymbol{\tau}^{(i)} \right\| \leq \delta_w \right), \quad (13.2)$$

где  $\mathbf{W}_i$  обозначает решение наименьших квадратов системы, состоящей из  $(1..i)$  уравнений статического равновесия, которое выражается через соответствующую псевдоинверсию (10), а  $\delta_\tau$  и  $\delta_w$  – это допуски для крутящих моментов в шарнирах и невязок методом наименьших квадратов соответственно. Следует отметить, что здесь, в соответствии с утверждением 2, расширенный якобиан  $\mathbf{J}_i^w(\mathbf{q}^{(i)}, \mathbf{p}^*)$  можно вычислить для любой произвольной точки  $\mathbf{p}^*$ , но на практике удобно использовать заведомо известные координаты  $i$ -го датчика крутящего момента  $\mathbf{p}^* = \mathbf{p}^i$ .

Данную неопределенность невозможно уменьшить, используя только внутренние датчики робота, поэтому предлагается добавить к системе идентификации внешние сенсоры. В качестве внешних сенсоров был использован сенсор глубины, например сенсор Kinect или трехмерный лидар, позволяющий получить облако точек. Зная облако точек, принадлежащее объектам в зоне действия робота, а также конфигурацию робота и его положение относительно камеры, возможно совместить системы координат и найти расстояние между роботом и препятствием. Пример эксперимента представлен на рис. 4, а и б, где в качестве внешнего сенсора использован 3D-лидар Hokuyo YVT-35LX.

Очевидно, что пересечение модели робота и модели препятствия, построенное на основе об-



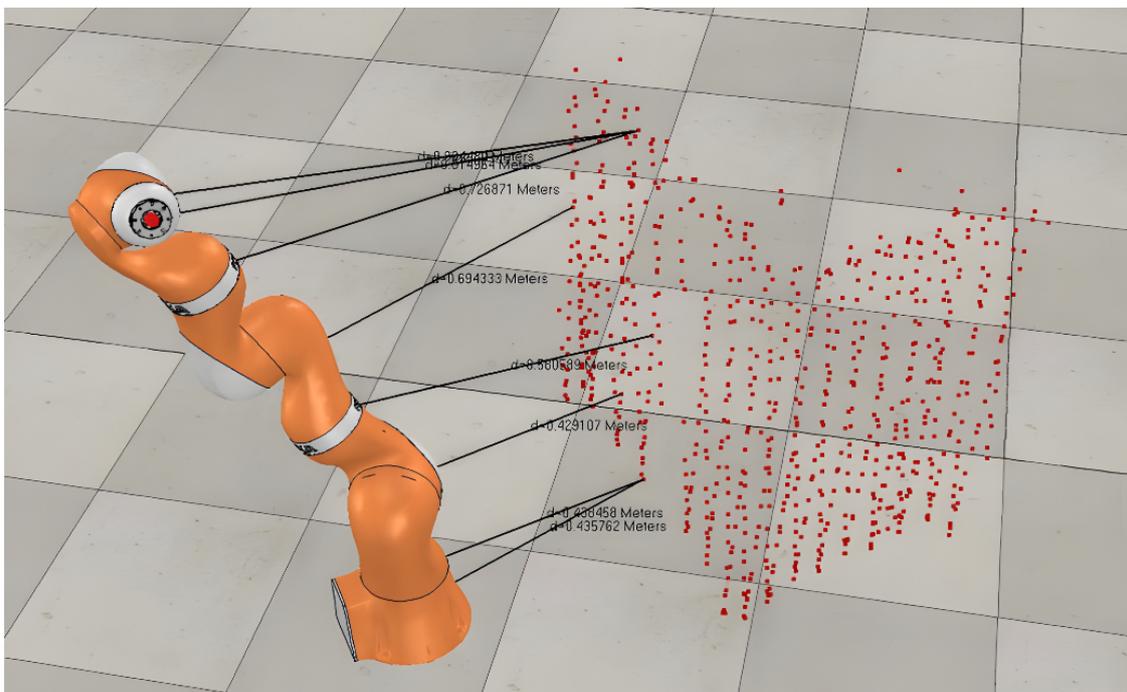
■ **Рис. 4.** Примеры эксперимента с использованием внешнего сенсора: *а* — изображение с камеры; *б* — изображение с лидара

■ **Fig. 4.** Examples of experiments using an external sensor: *a* — image from camera; *b* — image from lidar

лака точек, будет являться местом приложения внешней силы. Сам вектор силы взаимодействия можно вычислить, используя уравнения статического равновесия для точки пересечения/контакта.

Важно отметить, что эксперименты с реальным сенсором и роботом показали недостаточную плотность облака точек, получаемого с использованием трехмерного лидара. В силу разреженности точек, отвечающих за препятствие, построение его модели крайне неточно и не может быть

использовано для определения точки контакта. С одной стороны, это явно препятствует использованию внешнего сенсора для задачи определения параметров взаимодействия для приложений, где необходимо обеспечить максимальную безопасность. Но, с другой стороны, точности сенсора достаточно для определения индекса звена  $k^*$  как индекса ближайшего звена к объекту взаимодействия. Далее, используя выражения (13.1) и (13.2), получаем интервал возможных индексов  $k \in [k_{\min}, k_{\max}]$  и выбираем ближайший



■ **Рис. 5.** Виртуальный двойник робота в симуляторе VREP и облако точек, полученное с использованием лидара

■ **Fig. 5.** Virtual twin of the robot in the VREP simulator and a point cloud obtained using lidar

индекс  $k^*$ , тем самым разрешая неопределенность в результатах алгоритма на основе изменений только с внутренних сенсоров. Еще одним недостатком является ограниченность поля зрения сенсора, при этом, даже используя большое количество сенсоров, нельзя гарантировать, что точка контакта будет в поле зрения.

Другое возможное применение внешнего сенсора заключается в его использовании для фазы преконтакта, т. е. еще до того, как произошло столкновение. Для этого необходимо определить расстояния между звеньями робота и препятствием (рис. 5). Далее можно воспользоваться алгоритмом обхода препятствия, например основанного на алгоритмах машинного обучения [25]. Применение внешнего сенсора для различных реакций будет рассмотрено в следующих работах.

## Заключение

В статье рассмотрен новый алгоритм оценки силы взаимодействия и точки ее приложения для взаимодействия человека и робота с использованием данных измерений, полученных от внутренних датчиков крутящего момента в шарнирах и внешнего датчика глубины. Ключевой особенностью алгоритма является его аналитический характер, что позволяет существенно сократить время вычислений по сравнению с традиционными подходами, основанными на методах прямой оптимизации. Таким образом,

разработанный алгоритм хорошо подходит для реальных промышленных приложений, где время отклика имеет решающее значение из соображений безопасности. Кроме того, алгоритм способен оценить искомые параметры даже в некоторых сложных случаях, когда линия действия силы взаимодействия пересекает одну или несколько осей шарниров, что приводит к нулевым измерениям крутящего момента от соответствующих датчиков. Существующие методы обычно игнорируют такие случаи. Полученные результаты показали, что идентификации параметров взаимодействия робота и человека крайне затруднительны с использованием только внешних сенсоров, однако данные сенсоры могут значительно снизить неопределенность результатов, полученных с помощью только внутренних сенсоров робота в сингулярных случаях.

Слабым местом предложенного метода является его достаточно низкая устойчивость к шуму измерений, что наблюдалось при моделировании. Хотя точность алгоритма приемлема для практически наблюдаемого уровня шума, при очень высоком уровне шума вполне возможно, что разработанная аналитическая методика не даст никакого решения. В последнем случае возможно получить только примерное решение, комбинируя информацию с внутренних и внешних сенсоров. По этой причине вопросы устойчивости, а также оценка параметров в некоторых особых случаях будут в центре внимания будущих работ.

## Литература

1. Falco J., Marvel J., Norcross R. Collaborative robotics: Measuring blunt force impacts on humans. *Chest*, 2012, vol. 140, no. 210, p. 45.
2. Zanchettin A., Ceriani N., Rocco P., Ding H., Matthias B. Safety in human-robot collaborative manufacturing environments: Metrics and control. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 2016, vol. 13, no. 2, pp. 882–893. doi:10.1109/TASE.2015.2412256
3. Haddadin S., De Luca A., Albu-Schaffer A. Robot collisions: A survey on detection, isolation, and identification. *IEEE Transactions on Robotics*, 2017, vol. 33, no. 6, pp. 1292–1312. doi:10.1109/TRO.2017.2723903
4. Popov D., Mikhel S., Yagfarov R., Klimchik A., Pashkevich A. Multi-scenario contacts handling for collaborative robots applications. *IEEE/RSJ Intern. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, 2021, pp. 2985–2992. doi:10.1109/IROS51168.2021.9636113
5. Argall B., Billard A. A survey of tactile human-robot interactions. *Robotics and Autonomous Systems*, 2010, vol. 58, no. 10, pp. 1159–1176. doi:10.1016/j.robot.2010.07.002
6. Ogenyi U., Liu J., Yang C., Ju Z., Liu H. Physical human-robot collaboration: Robotic systems, learning methods, collaborative strategies, sensors, and actuators. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2021, vol. 51, no. 4, pp. 1888–1901. doi:10.1109/TCYB.2019.2947532
7. Cirillo A., Ficuciello F., Natale C., Pirozzi S., Villani L. A conformable force/tactile skin for physical human-robot interaction. *IEEE Robotics and Automation Letters*, 2015, vol. 1, pp. 41–48. doi:10.1109/LRA.2015.2505061
8. Jain A., Killpack M. D., Edsinger A., Kemp C. C. Reaching in clutter with whole-arm tactile sensing. *The International Journal of Robotics Research*, 2013, vol. 32, pp. 458–482. doi:10.1177/0278364912471865
9. Chavez F. J. A., Kangro J., Traversaro S., Nori F., Pucci D. Contact force and joint torque estimation using skin. *IEEE Robotics and Automation Letters*, 2018, vol. 3, pp. 3900–3907. doi:10.1109/LRA.2018.2856914
10. Dahiya R. S., Mittendorfer P., Valle M., Cheng G., Lumelsky V. J. Directions toward effective utilization

- of tactile skin: A review. *IEEE Sensors Journal*, 2013, vol. 13, pp. 4121–4138. doi:10.1109/JSEN.2013.2279056
11. Magrini E., Ferraguti F., Ronga A. J., Pini F., De Luca A., Leali F. Human-robot coexistence and interaction in open industrial cells. *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, 2020, vol. 61, pp. 101846. doi:10.1016/j.rcim.2019.101846
  12. De Luca A., Flacco F. Integrated control for phri: Collision avoidance, detection, reaction and collaboration. *IEEE RAS Intern. Conf. on Biomedical Robotics and Biomechatronics (BioRob)*, 2012, pp. 288–295. doi:10.1109/BioRob.2012.6290917
  13. Cherubini A., Passama R., Lasnier A., Fraisse P. Collaborative manufacturing with physical human-robot interaction. *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, 2016, vol. 40, pp. 1–13. doi:10.1016/j.rcim.2015.12.007
  14. Halme R.-J., Lanz M., Kämäräinen J., Pieters R., Latokartano J., Hietanen A. Review of vision-based safety systems for human-robot collaboration. *Procedia CIRP*, 2018, vol. 72, pp. 111–116. doi:10.1016/j.procir.2018.03.043
  15. García J. G., Robertsson A., Ortega J. G., Johansson R. Sensor fusion for compliant robot motion control. *IEEE Transactions on Robotics*, 2008, vol. 24, pp. 430–441. doi:10.1109/TRO.2008.918057
  16. McMahan W., Romano J. M., Kuchenbecker K. J. Using accelerometers to localize tactile contact events on a robot arm. *Proc. of Workshop on Advances in Tactile Sensing and Touch-Based Human-Robot Interaction, ACM/IEEE Intern. Conf. on Human-Robot Interaction*, 2012, pp. 1–6.
  17. Iakubchik I., Iakubchik A., Nakamura Y. Acoustic determination of contact on the exterior surface of the robot. *IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering*, 2021, pp. 387–389. doi:10.1109/ElConRus51938.2021.9396486
  18. Likar N., Zlajpah L. External joint torque-based estimation of contact in formation. *International Journal of Advanced Robotic Systems*, 2014, vol. 11, no. 7, p. 107. doi:10.5772/58834
  19. Popov D., Klimchik A. Real-time external contact force estimation and localization for collaborative robot. *IEEE Intern. Conf. on Mechatronics (ICM)*, 2019, vol. 1, pp. 646–651. doi:10.1109/ICMECH.2019.8722893
  20. Manuelli L., Tedrake R. Localizing external contact using proprioceptive sensors: The contact particle filter. *IEEE/RSJ Intern. Conf. on Intelligent Robots and Systems 28 (IROS)*, 2016, pp. 5062–5069. doi:10.1109/IROS.2016.7759743
  21. Zwiener A., Hantén R., Schulz C., Zell A. Armcl: Arm contact point localization via monte carlo localization. *IEEE/RSJ Intern. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, 2019, pp. 7105–7111. doi: 10.1109/IROS40897.2019.8967907
  22. Pang T., Umenberger J., Tedrake R. Identifying external contacts from joint torque measurements on serial robotic arms and its limitations. *IEEE Intern. Conf. on Robotics and Automation (ICRA)*, 2021, pp. 6476–6482. doi:10.1109/ICRA48506.2021.9561761
  23. Popov D., Klimchik A., Pashkevich A. Real-time estimation of multiple potential contact locations and forces. *IEEE Robotics and Automation Letters*, 2021, vol. 6, no. 4, pp. 7025–7032. doi:10.1109/LRA.2021.3095902
  24. Flacco F., Paolillo A., Kheddar A. Residual-based contacts estimation for humanoid robots. *IEEE-RAS 16th Intern. Conf. on Humanoid Robots (Humanoids)*, 2016, pp. 409–415. doi:10.1109/HUMANOIDS.2016.7803308
  25. Solovyeva E. B., Abdullah A. Controlling system based on neural networks with reinforcement learning for robotic manipulator. *Информационно-управляющие системы*, 2020, № 5, с. 24–32. doi:10.31799/1684-8853-2020-5-24-32

UDC 004.896

doi:10.31799/1684-8853-2023-5-2-11

EDN: ISTWOV

**Parameter identification for physical robot-environment interaction using internal and external sensors**D. I. Popov<sup>a</sup>, PhD, Research Fellow, orcid.org/0000-0001-9341-8083, d.popov@innopolis.ru<sup>a</sup>Innopolis University, 1, Universitetskaya St., 420500, Innopolis, Russian Federation

**Introduction:** The development of a robotic system in which a robot and a human jointly solve a given task in a safe and efficient way is one of the key challenges in the field of industrial robotics. In a collaborative robotic workcell direct physical interactions between robots, humans and the environment are expected. **Purpose:** To develop a method for the identification of physical interaction parameters including the force and the point of its application. **Results:** We propose an analytical algorithm for the interaction parameter estimation using the measurement data obtained from the internal torque sensors in robot joints and the external depth sensor. The algorithm is based on the extension of the static equilibrium equations, which makes it possible to find the desired interaction force and the line of its action. This general solution is then combined with geometric constraints describing the manipulator surfaces and the corresponding friction cones. Particular attention is paid to singular cases that arise when the interaction force action line intersects one or several sensor axes, which causes multiple solutions. **Practical relevance:** The key feature of the proposed algorithm is its analytical nature, which makes it possible to significantly reduce the computation time as compared to conventional approaches based on direct optimization methods. Thus, the proposed algorithm is well suited for real industrial applications where response time is critical for safety reasons. In addition, the algorithm is able to estimate the required parameters even in some complex cases with many possible solutions while the existing methods usually ignore such cases. The results obtained show that it is extremely difficult to identify the parameters of robot-

environment interaction using external sensors only, but their use can significantly reduce the uncertainty of the results obtained using the internal sensors of the robot in singular cases.

**Keywords** – industrial robots, human-robot interaction, robot-environment interaction, identification of physical interaction parameters, force-moment sensing.

**For citation:** Popov D. I. Parameter identification for physical robot-environment interaction using internal and external sensors. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2023, no. 5, pp. 2–11 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2023-5-2-11, EDN: ISTWOW

## References

- Falco J., Marvel J., Norcross R. Collaborative robotics: Measuring blunt force impacts on humans. *Chest*, 2012, vol. 140, no. 210, p. 45.
- Zanchettin A., Ceriani N., Rocco P., Ding H., Matthias B. Safety in human-robot collaborative manufacturing environments: Metrics and control. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 2016, vol. 13, no. 2, pp. 882–893. doi:10.1109/TASE.2015.2412256
- Haddadin S., De Luca A., Albu-Schaffer A. Robot collisions: A survey on detection, isolation, and identification. *IEEE Transactions on Robotics*, 2017, vol. 33, no. 6, pp. 1292–1312. doi:10.1109/TRO.2017.2723903
- Popov D., Mikhel S., Yagfarov R., Klimchik A., Pashkevich A. Multi-scenario contacts handling for collaborative robots applications. *IEEE/RSJ Intern. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, 2021, pp. 2985–2992. doi:10.1109/IROS51168.2021.9636113
- Argall B., Billard A. A survey of tactile human-robot interactions. *Robotics and Autonomous Systems*, 2010, vol. 58, no. 10, pp. 1159–1176. doi:10.1016/j.robot.2010.07.002
- Ogenyi U., Liu J., Yang C., Ju Z., Liu H. Physical human-robot collaboration: Robotic systems, learning methods, collaborative strategies, sensors, and actuators. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2021, vol. 51, no. 4, pp. 1888–1901. doi:10.1109/TCYB.2019.2947532
- Cirillo A., Ficuciello F., Natale C., Pirozzi S., Villani L. A conformable force/tactile skin for physical human-robot interaction. *IEEE Robotics and Automation Letters*, 2015, vol. 1, pp. 41–48. doi:10.1109/LRA.2015.2505061
- Jain A., Killpack M. D., Edsinger A., Kemp C. C. Reaching in clutter with whole-arm tactile sensing. *The International Journal of Robotics Research*, 2013, vol. 32, pp. 458–482. doi:10.1177/0278364912471865
- Chavez F. J. A., Kangro J., Traversaro S., Nori F., Pucci D. Contact force and joint torque estimation using skin. *IEEE Robotics and Automation Letters*, 2018, vol. 3, pp. 3900–3907. doi:10.1109/LRA.2018.2856914
- Dahiya R. S., Mittendorf P., Valle M., Cheng G., Lumelsky V. J. Directions toward effective utilization of tactile skin: A review. *IEEE Sensors Journal*, 2013, vol. 13, pp. 4121–4138. doi:10.1109/JSEN.2013.2279056
- Magrini E., Ferraguti F., Ronga A. J., Pini F., De Luca A., Leali F. Human-robot coexistence and interaction in open industrial cells. *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, 2020, vol. 61, pp. 101846. doi:10.1016/j.rcim.2019.101846
- De Luca A., Flacco F. Integrated control for phri: Collision avoidance, detection, reaction and collaboration. *IEEE RAS Intern. Conf. on Biomedical Robotics and Biomechatronics (BioRob)*, 2012, pp. 288–295. doi:10.1109/BioRob.2012.6290917
- Cherubini A., Passama R., Crosnier A., Lasnier A., Fraisse P. Collaborative manufacturing with physical human-robot interaction. *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, 2016, vol. 40, pp. 1–13. doi:10.1016/j.rcim.2015.12.007
- Halme R.-J., Lanz M., Kämäräinen J., Pieters R., Latokartano J., Hietanen A. Review of vision-based safety systems for human-robot collaboration. *Procedia CIRP*, 2018, vol. 72, pp. 111–116. doi:10.1016/j.procir.2018.03.043
- García J. G., Robertsson A., Ortega J. G., Johansson R. Sensor fusion for compliant robot motion control. *IEEE Transactions on Robotics*, 2008, vol. 24, pp. 430–441. doi:10.1109/TRO.2008.918057
- McMahan W., Romano J. M., Kuchenbecker K. J. Using accelerometers to localize tactile contact events on a robot arm. *Proc. of Workshop on Advances in Tactile Sensing and Touch-Based Human-Robot Interaction, ACM/IEEE Intern. Conf. on Human-Robot Interaction*, 2012, pp. 1–6.
- Iakubchik I., Iakubchik A., Nakamura Y. Acoustic determination of contact on the exterior surface of the robot. *IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering*, 2021, pp. 387–389. doi:10.1109/EICon-Rus51938.2021.9396486
- Likar N., Zlajpah L. External joint torque-based estimation of contact in formation. *International Journal of Advanced Robotic Systems*, 2014, vol. 11, no. 7, p. 107. doi:10.5772/58834
- Popov D., Klimchik A. Real-time external contact force estimation and localization for collaborative robot. *IEEE Intern. Conf. on Mechatronics (ICM)*, 2019, vol. 1, pp. 646–651. doi:10.1109/ICMECH.2019.8722893
- Manuelli L., Tedrake R. Localizing external contact using proprioceptive sensors: The contact particle filter. *IEEE/RSJ Intern. Conf. on Intelligent Robots and Systems 28 (IROS)*, 2016, pp. 5062–5069. doi:10.1109/IROS.2016.7759743
- Zwiener A., Hanten R., Schulz C., Zell A. Armcl: Arm contact point localization via monte carlo localization. *IEEE/RSJ Intern. Conf. on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, 2019, pp. 7105–7111. doi:10.1109/IROS40897.2019.8967907
- Pang T., Umenberger J., Tedrake R. Identifying external contacts from joint torque measurements on serial robotic arms and its limitations. *IEEE Intern. Conf. on Robotics and Automation (ICRA)*, 2021, pp. 6476–6482. doi:10.1109/ICRA48506.2021.9561761
- Popov D., Klimchik A., Pashkevich A. Real-time estimation of multiple potential contact locations and forces. *IEEE Robotics and Automation Letters*, 2021, vol. 6, no. 4, pp. 7025–7032. doi:10.1109/LRA.2021.3095902
- Flacco F., Paolillo A., Kheddar A. Residual-based contacts estimation for humanoid robots. *IEEE-RAS 16th Intern. Conf. on Humanoid Robots (Humanoids)*, 2016, pp. 409–415. doi:10.1109/HUMANOIDS.2016.7803308
- Solovyeva E. B., Abdullah A. Controlling system based on neural networks with reinforcement learning for robotic manipulator. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2020, no. 5, pp. 24–32. doi:10.31799/1684-8853-2020-5-24-32



## Методика расчета напряженности поля ионосферной волны в диапазоне очень низких частот на основе скачкового метода

А. А. Типикин<sup>а</sup>, канд. техн. наук, начальник научно-исследовательского отдела, [orcid.org/0000-0002-0940-4285](https://orcid.org/0000-0002-0940-4285), [alextip@mail.ru](mailto:alextip@mail.ru)

<sup>а</sup>Военный учебно-научный центр Военно-морского флота «Военно-морская академия им. Адмирала Флота Советского Союза Н. Г. Кузнецова», Ушаковская наб., 17/1, Санкт-Петербург, 197045, РФ

**Введение:** прогнозирование энергетических параметров радиотрасс является неотъемлемой частью планирования работы радиосетей диапазона очень низких частот. На прогнозируемые значения напряженности электрического поля влияет большое количество факторов, в том числе состояние ионосферы и электрические характеристики подстилающей поверхности, которые учитываются с помощью отдельных компонентов множителей ослабления. Частные методики, предназначенные для расчета указанных компонентов, нуждаются в обобщении и внедрении в методику расчета энергетических параметров радиотрасс. **Цель:** разработать скачковую методику расчета напряженности поля ионосферной волны в диапазоне очень низких частот с возможностью вводить исходные данные из стандартной модели ионосферы и глобальных карт электрических характеристик подстилающей поверхности. **Результаты:** обобщены исследования, реализованные в нескольких частных методиках, касающихся расчета высоты точки отражения электромагнитной волны от ионосферы; расчета дифференциальных временных задержек лучей исходя из условия равных углов места; вычисления коэффициентов отражения от поверхности Земли и корректирующих антенных коэффициентов. Разработана методика расчета напряженности поля ионосферной волны в диапазоне очень низких частот, базирующаяся на скачковом методе. В разработанную методику внедрены частные методики для учета характеристик ионосферы с помощью стандартной модели ионосферы и характеристик подстилающей поверхности с помощью соответствующих цифровых карт. Методика реализована в виде совокупности взаимосвязанных скриптов и функций в вычислительной среде MatLab. Проведена серия расчетов напряженности электрического поля ионосферной волны для различных радиотрасс. Путем сравнения с результатами реальных измерений получены погрешности прогнозирования. Выполнены статистические исследования погрешностей, подтверждена адекватность разработанной методики. **Практическая значимость:** предложены инструменты для использования современных достижений в области моделирования состояния ионосферы и цифрового картографирования электрических характеристик подстилающей поверхности. Реализация методики на базе вычислительной среды MatLab позволила снизить участие оператора на этапе ввода исходных данных. Созданы возможности для разработки автономного программного обеспечения по прогнозированию напряженности поля электромагнитной волны в диапазоне очень низких частот.

**Ключевые слова** — диапазон очень низких частот, планирование связи, прогнозирование энергетических параметров, адекватность прогнозирования, точность прогнозирования, статистический анализ.

**Для цитирования:** Типикин А. А. Методика расчета напряженности поля ионосферной волны в диапазоне очень низких частот на основе скачкового метода. *Информационно-управляющие системы*, 2023, № 5, с. 12–21. doi:10.31799/1684-8853-2023-5-12-21, EDN: FTXMCY

**For citation:** Tipikin A. A. The technique of calculating the field strength of the ionospheric wave in the very low frequency band based on the wavehop method. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2023, no. 5, pp. 12–21 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2023-5-12-21, EDN: FTXMCY

### Введение

Важность вопроса прогнозирования энергетических параметров радиотрасс не раз подчеркивалась в различных научных работах [1, 2]. Особую значимость планирование радиосвязи приобретает в системах специального назначения, где одной из основных задач является обеспечение достоверной и своевременной связи, в том числе с учетом влияния преднамеренных помех [3, 4]. Планирование связи проводится на базе прогнозов, рассчитываемых с помощью разнообразных методик. Естественно, что проведение подобных расчетов должно не только давать приемлемые по точности оценки, но и

укладываться в установленные сроки, обусловленные работой органов управления, осуществляющих как планирование связи, так и применение систем специального назначения в целом. Указанные требования могут быть выполнены только при наличии автоматизированных методик, минимизирующих участие оператора на всех этапах расчетов.

Диапазон очень низких частот (ОНЧ; Very Low Frequencies, VLF), условно занимающий часть радиочастотного спектра от 3 до 30 кГц, традиционно используется в системах сверхдлинноволновой навигации, для связи с погруженными объектами и для передачи сообщений в резервной подсистеме радиосвязи. Первичными оцен-

ками, на которых базируются дальнейшие расчеты показателей достоверности и своевременности связи, являются расчеты энергетических параметров радиотрасс. В диапазоне ОНЧ существует два принципиально различных метода получения таких оценок — скачковый и волновой.

Волновой метод считается математически наиболее сложным и заключается в решении волнового уравнения для сферического волновода, образованного поверхностью Земли и ионосферой. Однако при данном подходе возникают трудности учета непостоянных электрических характеристик стенок волновода, что имеет место в подавляющем большинстве практических случаев. В зависимости от характера изменения электрических характеристик используют приближение Вентцеля — Крамерса — Бриллюэна [5, 6] или метод преобразования мод [7]. Чаще всего структуру волновода в ходе вычислений приходится упрощать и заменять некоторыми усредненными или идеализированными моделями, что ведет к появлению погрешностей, несмотря на высокую точность самого метода.

В соответствии со скачковым методом амплитуда и фаза напряженности электромагнитного поля в какой-либо точке Земли представляется векторной суммой полей, создаваемых несколькими лучами, распространяющимися непосредственно от передатчика путем одного или нескольких скачков, и земной волны. Основная сложность скачкового метода заключается в определении множителя ослабления каждого из лучей, который складывается из таких компонентов, как потери на распространение, потери на отражения от ионосферы, потери на отражения от поверхности Земли, ионосферная фокусировка и потери вследствие расположения антенн на сферической поверхности с конечной проводимостью. Преимуществом скачкового метода является более простой учет неоднородностей ионосферы и земной поверхности.

Лучи, отражающиеся от ионосферы, образуют так называемую ионосферную волну, которая дает решающий вклад в суммарное электромагнитное поле на расстояниях более 500–1000 км. Таким образом, оценка напряженности поля ионосферной волны, с одной стороны, необходимый элемент оценки энергетических параметров радиотрассы, с другой стороны, достаточный на расстояниях, на которых вкладом земной волны можно пренебречь.

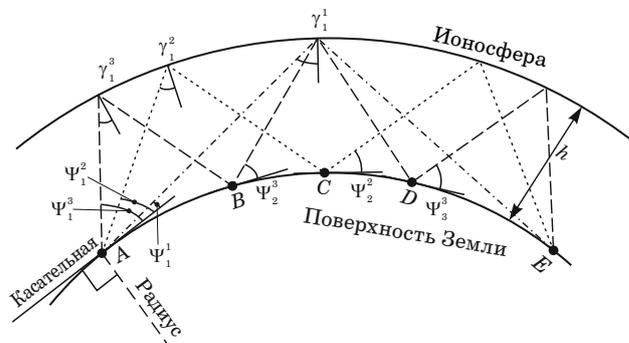
Довольно полно достижения по прогнозированию энергетических параметров радиолиний ОНЧ-диапазона изложены в работах [8–10]. Тем не менее в указанной области проведен ряд исследований, например, в трудах [11, 12] и др. разработаны частные методики,

позволяющие использовать в скачковом методе расчета напряженности электромагнитного поля диапазона ОНЧ стандартную модель ионосферы [13–15] и цифровые карты подстилающей поверхности [16] для минимизации участия оператора в процессе выбора параметров радиотрассы. Разработанные методики способствовали переходу от графоаналитических расчетов к автоматизированным вычислениям, где определение промежуточных характеристик, таких как коэффициенты отражения от ионосферы, коэффициенты отражения от поверхности Земли, поправочные антенные коэффициенты и др., происходит автоматически, а роль человека заключается в формулировании задачи путем ввода ограниченного перечня исходных данных. Цель данной статьи заключается в обобщении разработанных частных методик и создании комплексной методики расчета напряженности поля ионосферной волны в диапазоне ОНЧ на основе скачкового метода, определении точности предлагаемой методики и подтверждении ее адекватности.

### Методика расчета напряженности поля ионосферной волны

Геометрооптическое представление электромагнитной волны сводится к ее разложению на  $n$  лучей, каждый из которых осуществляет соответственно от одного до  $n$  скачков из точки передачи в точку приема. Схема такого разложения показана на рис. 1.

В рекомендации [17] исходным положением для определения траекторных характеристик лучей является условие равенства длин скачков, т. е., например, для двухскачкового луча выполняется условие равенства дуг  $AC = CE$ , а для трехскачкового луча —  $AB = BD = DE$ . При этом высота точек отражения на разных скач-



■ **Рис. 1.** Геометрооптическое представление ионосферной волны  
 ■ **Fig. 1.** Geometrooptical representation of ionospheric wave

ках может отличаться. В частной методике [11] внесено уточнение, согласно которому исходным положением является равенство углов места  $\Psi_1^n = \Psi_2^n = \dots = \Psi_n^n$ , которое точнее описывает геометрооптическую модель, поскольку высоким точкам отражения соответствуют длинные скачки, и наоборот, низким точкам отражения – короткие скачки. Непосредственно высоты точек отражения определяются частной методикой [18] исходя из вертикального профиля электронной концентрации, полученного на базе стандартной модели ионосферы (International Reference Ionosphere).

Кривые коэффициентов отражения от ионосферы могут быть получены из рекомендации [17], где в качестве исходных данных выступают частота электромагнитной волны, индекс солнечной активности F10.7, угол отражения от ионосферы и косинус зенитного угла Солнца. Последние две величины вычисляются в ходе расчетов траекторных параметров радиотрассы [11]. В свою очередь кривые, приведенные в [17], являются интерполяцией решений дифференциального уравнения, связывающего высоту точки над земной поверхностью с матрицей ионосферного отражения.

Коэффициенты отражения от поверхности Земли для положительного угла места рассматриваются как функция частоты  $f$ , угла места  $\Psi$ , диэлектрической проницаемости  $\varepsilon$  и проводимости  $\sigma$ :

$$Rg(\Psi^n > 0) = \frac{n_c^2 \sin \Psi^n - \sqrt{n_c^2 - \cos^2 \Psi^n}}{n_c^2 \sin \Psi^n + \sqrt{n_c^2 - \cos^2 \Psi^n}}, \quad (1)$$

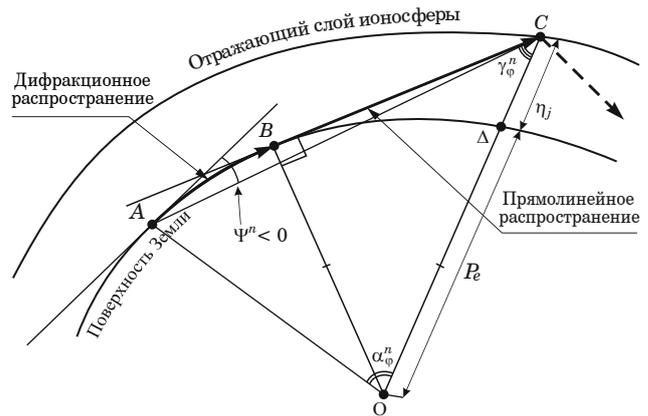
где

$$n_c^2 = \varepsilon - j \frac{18\sigma \cdot 10^6}{f}.$$

Область поверхности, участвующая в отражении электромагнитных волн, выделяется в соответствии с принципом Гюйгенса – Френеля. Конкретный порядок расчетов приведен в [19].

Для отрицательного угла места вводится квазигеометрооптическое представление электромагнитной волны. В этом случае рассматриваются два механизма распространения: «проскальзывание» и «полет». Механизм «проскальзывания» описан в [8] и проиллюстрирован на рис. 2, где дуга  $AB$  соответствует дифракционной части траектории, а отрезок  $BC$  – прямолинейной. На прямолинейном отрезке действует механизм «полета», описываемый геометрооптическим представлением.

На дифракционном участке коэффициенты отражения от поверхности Земли рассчитыва-



■ **Рис. 2.** Квазигеометрооптическое представление ионосферной волны при  $\Psi^n \leq 0$

■ **Fig. 2.** Quasigeometrical representation of ionospheric wave for  $\Psi^n \leq 0$

ются как отношение дифракционного поля к полю электромагнитной волны в свободном пространстве [17]:

$$Rg(\Psi^n \leq 0) = \frac{E_{\text{дифф}}}{E_{\text{с.п}}}, \quad (2)$$

где дифракционное поле  $E_{\text{дифф}}$  может быть рассчитано в соответствии с [20]. Поправочные антенные коэффициенты рассчитываются согласно [21].

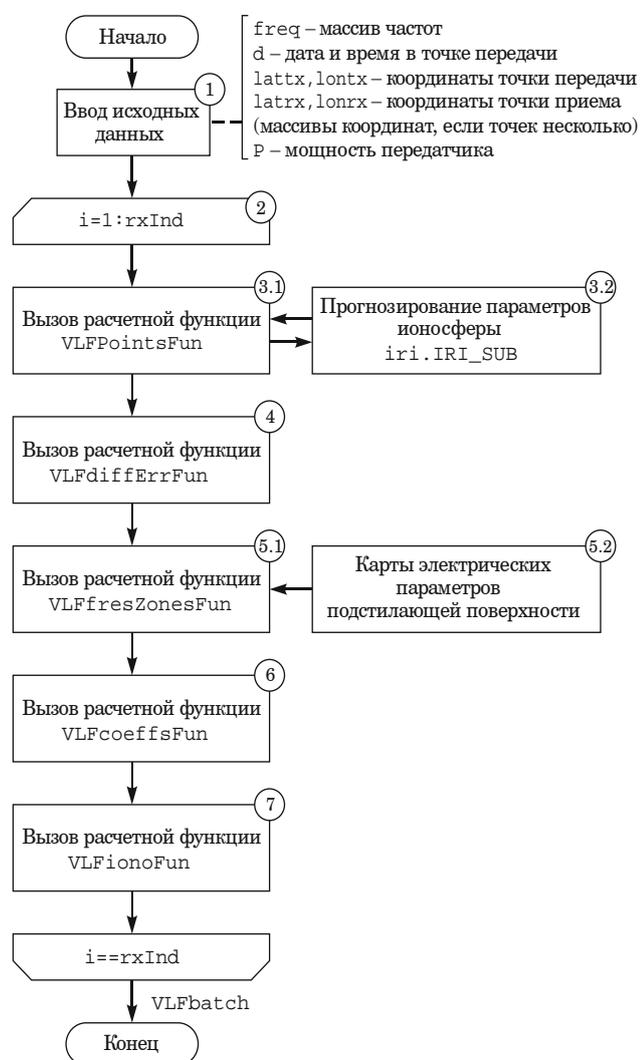
Общее выражение для расчета напряженности поля пространственной волны в диапазоне ОНЧ скачковым методом приведено в [17], где напряженность поля  $n$ -го луча пространственной волны [мВ/м] определяется как

$$E^n = \frac{600 \sqrt{P_t} \cos \Psi^n F_r^n F_t^n \prod_{i=1}^n F_i^n \prod_{i=1}^n R_i^n \prod_{i=1}^{n-1} Rg_i^n}{D^n} \times \exp(-jkD^n), \quad (3)$$

где  $P_t$  – мощность передатчика, кВт;  $\Psi^n$  – угол места [11];  $F_r^n$  – поправочный антенный коэффициент приемной антенны [21];  $F_t^n$  – поправочный антенный коэффициент передающей антенны [21];  $F_i^n$  – коэффициент ионосферной фокусировки  $i$ -го скачка, рассчитываемый по п. 2.3.3 рекомендации МСЭ [17];  $R_i^n$  – ионосферный коэффициент отражения в  $i$ -й точке отражения, рассчитываемый по п. 2.3.5 рекомендации МСЭ [17];  $Rg_i^n$  – коэффициент отражения от поверхности Земли в  $i$ -й точке отражения [19];  $D^n$  – длина трассы вдоль траектории распространения электромагнитной волны, рассчитываемая по методике [12];  $k$  – волновое число.

Для определения напряженности поля ионосферной волны суммируются лучи с 1-го по  $n$ -й. Расчетная методика в виде обобщенной блок-схемы показана на рис. 3.

Расчетная методика на основе скачкового метода представляет собой совокупность частных методик, реализованных в виде скрипта на языке MatLab. После запуска скрипта в блоке 1 вводятся исходные данные: массив расчетных частот, дата и время в точке передачи, координаты точек приема и передачи и мощность передатчика, — после чего запускается цикл по количеству точек (точек приема) (блок 2). Далее в блоке 3.1 вызывается расчетная функция VLFionoFun, реализующая частную методику [11], в ходе которой рассчитываются траекторные параметры



■ **Рис. 3.** Порядок проведения расчетов значений напряженности поля ионосферной волны в ОНЧ-диапазоне скачковым методом

■ **Fig. 3.** The procedure for calculating the values of the ionospheric wave field strength in the VLF band by the wavefront method

радиотрассы с помощью стандартной модели ионосферы IRI (блок 3.2). В блоке 4 в соответствии с методикой [12] выполняется уточнение траекторных параметров и расчет дифференциальных задержек лучей. В блоке 5.1 вызывается расчетная функция VLFfresZonesFun для определения областей поверхности Земли, существенно влияющих на распространение лучей, и вычисляются электрические характеристики этих областей с помощью разработанных цифровых карт (блок 5.2) [16]. В блоке 6 с помощью полученных данных рассчитываются коэффициенты, и затем в блоке 7 выполняются расчеты с помощью формулы (3). Все расчетные величины и промежуточные результаты сохраняются в структуру VLFBatch.

### Сравнение результатов расчетов и измерений

Для определения адекватности расчетного метода и точности проведения расчетов выполнено сравнение результатов расчетов с результатами измерений на различных трассах радиосвязи [17, 22].

1. Гавайи (21,22° с.ш.; 158,00° з.д. (Перл-Харбор)) — Сан-Франциско (37,47° с.ш.; 122,25° з.д.). Частота 24 кГц, июнь 1965 г., день.

2. Гавайи (21,22° с.ш.; 158,00° з.д.) — Сиэтл (47,36° с.ш.; 122,20° з.д.). Частота 23,4 кГц, 27.01.1969 г., ночь.

3. Гавайи (21,22° с.ш.; 158,00° з.д.) — Самоа (13,48 ю.ш.; 171,45° з.д.). Частота 23,4 кГц, 29.01.1969 г., ночь.

4. Галифакс (44,38° с.ш.; 63,35° з.д.) — азимут 340°. Частоты 15, 25 и 35 кГц, лето, день и ночь.

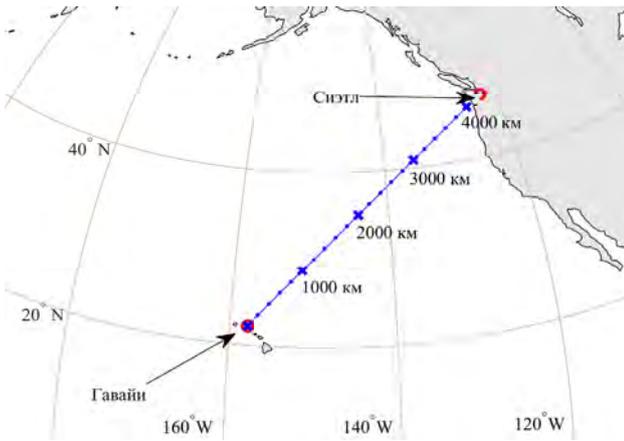
5. Гавайи (21,22° с.ш.; 158,00° з.д.) — Южн. Калифорния (35,31° с.ш.; 118,21° з.д.). Частотные измерения. Сентябрь–октябрь 1968 г., день и ночь. Расстояние 4166 км.

6. Сильвер Крик (41,32° с.ш.; 97,67° з.д.) — Форт Юкон (66,56° с.ш.; 145,26° з.д.). 26.01.1970 г., день и ночь. Частота 34,5 кГц.

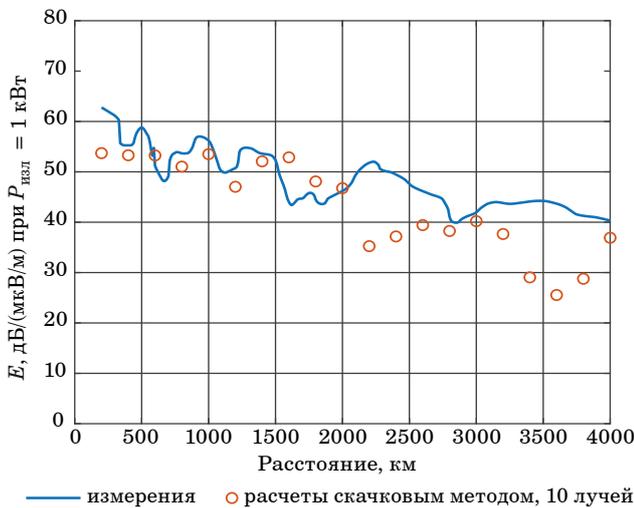
Во всех случаях результаты измерений приведены к значению излучаемой мощности 1 кВт. На рис. 4 показана трасса радиосвязи Гавайи — Сиэтл, а на рис. 5 — графики измеренных и прогнозных значений напряженности электрического поля. Данные измерений взяты из работы [22].

Для оценки точности метода прогнозирования обычно используют показатели, базирующиеся на погрешностях прогнозов [23, 24]. Абсолютная погрешность  $i$ -го прогноза, характеризующегося своей совокупностью исходных данных (длина трассы, частота, время и т. д.), вычисляется по формуле

$$e_i = x_i - y_i, \quad (4)$$



■ **Рис. 4.** Радиотрасса Гавайи – Сиэтл  
 ■ **Fig. 4.** Hawaii – Seattle radiopath



■ **Рис. 5.** Расчетные и измеренные значения напряженности электрического поля на трассе Гавайи – Сиэтл  
 ■ **Fig. 5.** Calculated and measured values of the electric field strength for the Hawaii – Seattle radiopath

где  $x_i = (x_1, x_2, \dots, x_N)$  – результаты прогнозирования, а  $y_i = (y_1, y_2, \dots, y_N)$  – результаты измерений.

Усредненные показатели, характеризующие погрешность прогнозирования [25], рассчитываются по формулам:

– средняя погрешность прогнозирования

$$ME = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e_i; \quad (5)$$

– средняя абсолютная погрешность прогнозирования

$$MAE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |e_i|; \quad (6)$$

■ **Таблица 1.** Показатели точности прогнозов  
 ■ **Table 1.** Forecasting accuracy performance

Показатель	Значение, дБ/(мкВ/м)	Граница 95%-го доверительного интервала оценки показателя		
		Нижняя	Верхняя	
<i>ME</i>	2,61	1,24	3,80	
<i>MAE</i>	8,06	7,33	9,18	
<i>RMSE</i>	10,94	9,75	12,55	
<i>MASE</i>	0,13	0,11	0,15	
Граница 90%-й доверительной полосы	Нижняя	-14,50	-16,55	-10,42
	Верхняя	19,68	15,52	24,18

– среднеквадратичная погрешность прогнозирования

$$RMSE = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{i=1}^N e_i^2}; \quad (7)$$

– абсолютная нормированная погрешность прогнозирования

$$MASE = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{i=1}^N q_i}, \quad (8)$$

где

$$q_i = \frac{e_i}{\frac{1}{N-1} \sum_{j=2}^N |x_i - x_{j-1}|}$$

Результаты расчетов показателей представлены в табл. 1.

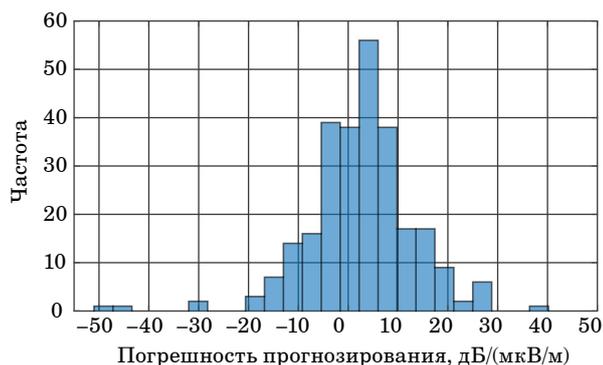
Статистика погрешностей расчетов показывает, что прогнозируемое значение напряженности поля ионосферной волны в среднем на 2,61 дБ/(мкВ/м) превышает результаты измерений. Вычисление квантилей вероятности дает 90%-ю полосу достоверности вычислений, которая составляет интервал от -14,50 до 19,68 дБ/(мкВ/м) относительно расчетного значения. Метод бутстрепинга [26, 27] позволяет определить доверительные интервалы полученных оценок, которые также представлены в табл. 1.

### Оценка адекватности методики

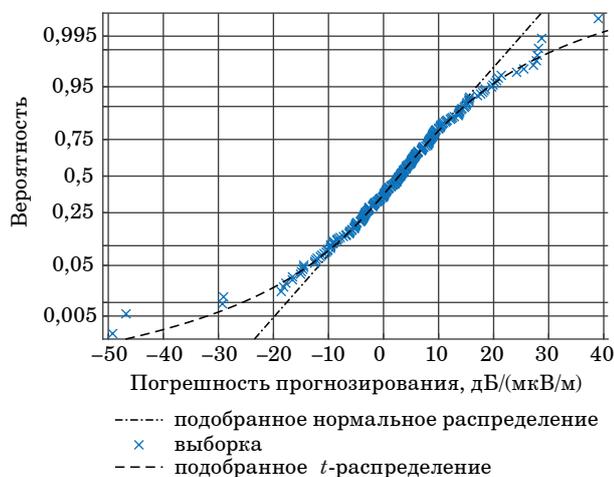
Чтобы утверждать об адекватности разработанной методики, кроме усредненных оценок точности прогнозирования, требуется исследовать погрешности прогнозирования на нормальность

их распределения. Гистограмма абсолютных погрешностей, рассчитанных по формуле (4), показана на рис. 6.

Гистограмма имеет вид, схожий с функцией плотности нормального закона распределения, однако тестирование по критерию Пирсона отвергает гипотезу о нормальности распределения на уровне значимости 5 %. Из вероятностного графика (рис. 7) видно, что в области медианы массив погрешностей достаточно хорошо согласуется с нормальным распределением, однако в области хвостов наблюдается сильное расхождение между практическими данными и теоретическим законом, поэтому можно предположить, что реальный закон распределения погрешностей вычислений близок к нормальному, но с более тяжелыми хвостами. Это может быть, например,  $t$ -распределение или логистическое распределение. Подбор методом поиска максимального правдоподобия и тестирование по критерию Пирсона показывают, что данные соответствуют



■ **Рис. 6.** Погрешности прогнозирования  
 ■ **Fig. 6.** Forecasting errors



■ **Рис. 7.** Вероятности  
 ■ **Fig. 7.** Probabilities

масштабно-сдвиговому  $t$ -распределению с параметрами  $\mu = 4,63$ ,  $\sigma = 8,52$  и  $\nu = 5,11$  на уровне значимости 5 %.

Несмотря на то, что закон распределения погрешностей прогнозирования близок к нормальному, он все же не является таковым, поэтому нельзя исключать возможное влияние системных ошибок на результаты вычислений. Следует иметь в виду, что при высоких усредненных оценках точности прогнозирования среднеквадратичное отклонение погрешности существенно и составляет около 8 дБ/(мкВ/м), поэтому требуется провести дополнительное исследование для подтверждения адекватности рассматриваемого метода.

Более подробный анализ показывает, что статистические показатели зависят от длины радиотрассы (рис. 8).

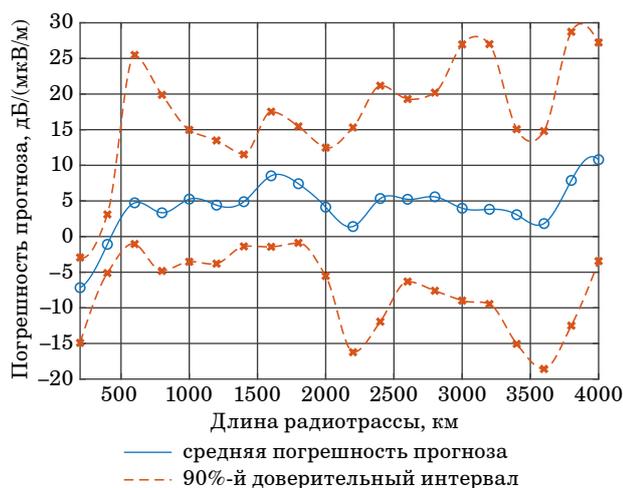
Таким образом, усредненные оценки, найденные в соответствии с формулами (5)–(7), дают представление о точности метода в целом, и, кроме них, требуется использовать комплексные оценки, учитывающие изменчивость статистических показателей. Комплексное оценивание адекватности расчетного метода кроме средних погрешностей измерений включает формализованные показатели качества прогнозирования, к которым относится  $MASE$  [28], определяемая по формуле (8). Близкое к нулю значение  $MASE$  (см. табл. 1) говорит о хорошей сходимости результатов расчетов и результатов измерений. В работе [29] рекомендуется использовать показатели точности и качества Зейла, которые рассчитываются по формулам

$$U_1 = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e_i^2}}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2 + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_i^2}}; \quad (9)$$

$$U_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e_i^2}}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2}}. \quad (10)$$

Значения величины  $U_1$  варьируются в пределах от 0 до 1; чем значение меньше, тем лучше точность прогноза. Величина  $U_2$  может принимать значения от 0 до  $+\infty$ ; чем ближе к нулю — тем лучше. Если  $U_2 \geq 1$ , то качество прогнозирования сопоставимо со случайным выбором прогнозируемых значений. Для рассматриваемой методики  $U_1 = 0,13$ ,  $U_2 = 0,25$ .

В работах [30, 31] предлагается использовать комплексный показатель Рассела, который вычисляется в соответствии с выражениями



■ **Рис. 8.** Доверительная полоса прогнозирования  
 ■ **Fig. 8.** Forecasting confidence band

$$M_R = \text{sign}(\lambda_{xx} - \lambda_{yy}) \log \left( 1 + \frac{|\lambda_{xx} - \lambda_{yy}|}{\sqrt{\lambda_{xx}\lambda_{yy}}} \right); \quad (11)$$

$$P_R = \frac{1}{\pi} \arccos \frac{\lambda_{xy}}{\sqrt{\lambda_{xx}\lambda_{yy}}}; \quad (12)$$

$$C_R = \sqrt{M_R^2 + P_R^2}, \quad (13)$$

где

$$\lambda_{xx} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2; \quad \lambda_{yy} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_i^2; \quad \lambda_{xy} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i y_i.$$

В соответствии с исследованием [32] значения показателя, меньшие 0,2, подтверждают адекватность исследуемой модели. Значения от 0,2 до 0,3 свидетельствуют об удовлетворительной сходимости результатов. Для рассматриваемого метода комплексный показатель Рассела  $C_R$  равен 0,08.

### Литература

1. Bradley P. A. IRI and VLF/LF radio service planning. *Advances in Space Research*, 2001, no. 27, pp. 145–152. doi:10.1016/S0273-1177(00)00150-2
2. Cohen M. B., Inan U. S., Paschal E. W. Sensitive broadband ELF/VLF radio reception with AWESOME instrument. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2010, vol. 48, no. 1, pp. 3–17. doi:10.1109/TGRS.2009.2028334
3. ГОСТ РВ 52216. *Связь военная. Основные термины и определения*. М., Госстандарт России, 2004. 15 с.

### Заключение

Разработана комплексная методика расчета напряженности поля ионосферной волны в диапазоне ОНЧ на основе скачкового метода, изложенного в рекомендациях МСЭ [17]. Комплексная методика включает в себя совокупность частных методик, отвечающих за расчеты отдельных коэффициентов, входящих в выражение (3).

Сравнение расчетов напряженности поля ионосферной волны в диапазоне ОНЧ скачковым методом с результатами измерений показало низкую среднюю погрешность, равную 2,61 дБ/(мкВ/м). Однако наличие тяжелых хвостов в распределении погрешностей прогнозирования и высокое среднее квадратичное отклонение потребовали дополнительных исследований адекватности самого метода.

Комплексное оценивание с помощью средней абсолютной нормированной погрешности, показателей точности и качества Зейла и комплексного показателя Рассела показывает хорошую сходимость прогнозируемых и измеренных значений. Таким образом, совокупность полученных оценок позволяет утверждать, что скачковый метод с использованием разработанных частных методик на основе стандартной модели ионосферы и цифровых карт подстилающей поверхности является адекватным и обладает достаточной точностью для прогнозирования энергетических параметров радиотрасс. Следует отметить, что проведенные расчеты не учитывают напряженность поля земной волны, которая оказывает значимое влияние на результирующую напряженность поля на расстояниях приблизительно до 1000 км [8]. Поэтому требуется провести дополнительные исследования, которые бы позволили добавить в скачковый метод расчета напряженности электромагнитного поля частную методику учета напряженности поля земной волны.

4. Земсков В. И., Катанович А. А. Основные направления развития системы связи ВМФ. *Морской сборник*, 2016, № 10 (2035), с. 57–62.
5. Ghatak A. K., Gallawa R. L., Goyal I. C. *Modified airy function and WKB solutions to the wave equation*. National Institute of Standards and Technology, 1991. 172 p.
6. Al-Masaeed M., Rabei E. M., Al-Jamel A. WKB approximation with conformable operator. *Modern Physics Letters A*, 2021, pp. 1–13. doi:10.1142/S0217732322501449
7. Belrose J. S. Long wave propagation. *Radio wave propagation, modeling, prediction and assessment*. AGARDograph, 1990, no. 326, pp. 40–62.

8. Макаров Г. И., Новиков В. В., Рыбачек С. Т. *Распространение радиоволн в волноводном канале Земля – ионосфера и в ионосфере*. М., Наука, 1994. 152 с.
9. Lynn K. VLF waveguide propagation: The basics. *Proc. of the 1st Intern. Conf. on Science with Very Low Frequency Radio Waves: Theory and Observations*, 2010, pp. 3–44.
10. Pal S. *Numerical modelling of VLF radio wave propagation through Earth – ionosphere waveguide and its application to sudden ionospheric disturbances*. University of Calcutta, 2013. 150 p.
11. Типикин А. А., Пыков Е. В. Методика определения траекторных параметров радиотрассы ОНЧ-диапазона на основе уточненной модели высоты точки отражения. Сборник научных трудов ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия». СПб., 2022, с. 73–81.
12. Типикин А. А., Пыков Е. В., Розанов А. А. Модифицированная методика расчета дифференциальных временных задержек лучей в лучевой модели распространения радиоволн ОНЧ-диапазона. *Интеллектуальные разработки в интересах строительства и развития Военно-морского флота: сб. тр. НТК НИИ ОСИС ВМФ*, Санкт-Петербург, 22–24 ноября 2022 г., СПб., 2022, с. 47–56.
13. Galkin I., Fron A., Reinisch B., Hernandez-Pajares M., Krankowski A., Nava B., Bilitza D., Kotulak K., Flisek P., Li Z., Wang N., Dollase D. R., Garcia-Rigo A., Batista I. Global monitoring of ionospheric weather by GIRO and GNSS data fusion. *Atmosphere*, 2022, vol. 13, iss. 3. doi:10.3390/atmos13030371. <https://www.mdpi.com/2073-4433/13/3/371> (дата обращения: 09.07.2023).
14. Fron A., Galkin I., Krankowski A., Bilitza D., Hernandez-Pajares M., Reinisch B., Li Z., Kotulak K., Zakharenkova I., Cherniak Iu., Dollase D. R., Wang N., Flisek P., Garcia-Rigo A. Towards cooperative global mapping of the ionosphere: fusion feasibility for IGS and IRI with global climate VTEC maps. *Remote Sensing*, 2020, vol. 12, iss. 21. doi:10.3390/rs12213531. <https://www.mdpi.com/2072-4292/12/21/3531> (дата обращения: 09.07.2023).
15. Bilitza D. IRI the international standard for the ionosphere. *Advances in Radio Science*, 2018, vol. 16, pp. 1–11. doi:10.5194/ars-16-1-2018
16. Типикин А. А. Методика формирования глобальных цифровых карт электрических характеристик подстилающей поверхности в диапазоне очень низких частот. *Информатика, телекоммуникации и управление*, 2022, т. 15, № 1, с. 7–18. doi:10.18721/JCSTCS.15101
17. Рекомендация МСЭ-R P.684-7. *Прогнозирование напряженности поля на частотах ниже приблизительно 150 кГц*. Женева, МСЭ, 2017. 39 с.
18. Типикин А. А. Уточненная модель высоты точки отражения для методики прогнозирования энергетических параметров радиотрасс в диапазоне очень низких частот. *Инновационная деятельность в ВС РФ: тр. всероссийской науч.-практ. конф.*, Санкт-Петербург, 4–6 апреля 2023 г., СПб., 2023, с. 15–23.
19. Типикин А. А. Учет параметров подстилающей поверхности при прогнозировании распространения радиоволн ОНЧ-диапазона с помощью скачковых методов. *Восточно-европейский научный журнал*, 2023, т. 1, № 4(89), с. 31–40. doi:10.31618/ESSA.2782-1994.2023.1.89.356
20. Рекомендация МСЭ-R P.368-9. *Кривые распространения земной волны для частот между 10 кГц и 30 МГц*. Женева, МСЭ, 2007. 43 с.
21. Типикин А. А., Потапов Д. С. Методика учета влияния параметров сферической подстилающей поверхности с конечной проводимостью на характеристики антенн ОНЧ-диапазона. *Труды учебных заведений связи*, 2023, т. 9, № 3, с. 60–66. doi:10.31854/1813-324X-2023-9-3-60-66
22. Report no. 960-TP-74-5. *Comparison of predicted VLF/LF signal levels with propagation data*. Washington, Defense Communications Agency, 1974. 75 p.
23. Гнатюк В. И. *Закон оптимального построения техноценозов*: монография. Калининград, Техноценоз, 2019. 940 с.
24. Дорофеев С. А., Кивчун О. Р., Прохода А. Н. Оценка реализации потенциала энергосбережения при эксплуатации объектов военной инфраструктуры. *Изв. Тульского государственного университета. Технические науки*, 2018, № 1, с. 267–274.
25. Hora J., Campos P. A review of performance criteria to validate simulation models. *Expert Systems*, 2015, vol. 32, no. 5, pp. 578–595. doi:10.1111/exsy.12111
26. Кузьмин И. И. Работа с данными в статистических исследованиях. *Восточно-европейский научный журнал*, 2021, № 7-1(71), с. 36–39. doi:10.31618/ESSA.2782-1994.2021.1.71.82
27. Кувайкова Ю. Е. Применение ансамблевых методов машинного обучения для прогнозирования технического состояния объекта. *Изв. Самарского научного центра РАН*, 2021, т. 23, № 1, с. 111–114. doi:10.37313/1990-5378-2021-23-1-111-114
28. Hyndman R. J., Koehler A. B. Another look at measures of forecast accuracy. *International Journal of Forecasting*, 2006, no. 22, pp. 679–688. doi:10.1016/j.ijforecast.2006.03.001
29. Bliemel F. Theil's forecast accuracy coefficient: A clarification. *Journal of Marketing Research*, 1973, no. 10, pp. 444–446. doi:10.1177/002224377301000413
30. Sarin H., Kokkolaras M., Hulbert G., Papalambros P., Barbat S., Yang R. J. A comprehensive metric for comparing time histories in validation of simulation models with emphasis on vehicle safety applications. *Proc. of DETC'08, ASME 2008 Intern. Design Engineering Technical Conf. and Computers and Information in Engineering Conf.*, New York, 2008. doi:10.1115/DETC2008-49669

31. Sarin H., Kokkolaras M., Hulbert G., Papalambros P., Barbat S., Yang R. J. Comparing time histories for validation of simulation models: Error measures and metrics. *Journal of Dynamic Systems Measurement and Control*, 2010, vol. 132, iss. 6, pp. 061401 (10). doi:10.1115/1.4002478

32. Schwer L. E. Validation metrics for response histories: Perspectives and case studies. *Engineering with Computers*, 2007, no. 23, pp. 295–309. doi:10.1007/s00366-007-0070-1

UDC 621.371.34

doi:10.31799/1684-8853-2023-5-12-21

EDN: FTXMCSY

### The technique of calculating the field strength of the ionospheric wave in the very low frequency band based on the wavehop method

A. A. Tipikin<sup>a</sup>, PhD, Tech., Head of a Research Division, orcid.org/0000-0002-0940-4285, alextip@mail.ru

<sup>a</sup>Military Research and Educational Center of the Navy “Naval Academy named after Admiral of the Fleet of the Soviet Union N. G. Kuznetsov”, 17/1, Ushakovskaya Emb., 197045, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Introduction:** Forecasting the energy parameters of radio tracks is an integral part of planning the operation of radio networks in the very low frequency range. The predicted values of the electric field strength depend on a large number of factors, including the state of the ionosphere and the electrical characteristics of the underlying surface, which are considered using individual components of attenuation multipliers. Particular techniques designed to calculate these components need to be generalized and introduced into the methodology for calculating the energy parameters of radio tracks. **Purpose:** To develop a wavehop method for calculating the field strength of an ionospheric wave in the very low frequency band with the possibility to enter initial data from the International Reference Ionosphere model and global maps of the electrical characteristics of the underlying surface. **Results:** We carry out the study using several particular methods related to the calculation of the height of the reflection point of an electromagnetic wave from the ionosphere, the calculation of differential time delays of rays based on the condition of equal elevation angles, and the calculation of reflection coefficients from the Earth’s surface and correction antenna coefficients. We develop a technique of calculating the ionospheric wave field strength in the very low frequency band based on the wavehop method. The advanced methodology includes specific techniques for considering the characteristics of the ionosphere using the International Reference Ionosphere model and the characteristics of the underlying surface using appropriate digital maps. We implement the technique as a set of interrelated scripts and functions in the MatLab computing environment. In addition, we perform a series of calculations of the electric field strength of the ionospheric wave for various radio tracks. Comparing predicted values with the results of real measurements we find out prediction errors. We conduct statistical studies of prediction errors and confirm the adequacy of the developed technique. **Practical relevance:** We develop tools that integrate modern achievements in the ionosphere state modeling and digital mapping of the electrical characteristics of the underlying surface into the wavehop method. The implementation of the technique based on the MatLab computing environment makes it possible to reduce the operator’s participation at the stage of initial data input and to create opportunities for the development of the autonomous software for predicting the electromagnetic wave field strength in the very low frequency band.

**Keywords** – very low frequency band, telecommunications planning, prediction of energy parameters, adequacy of prediction, accuracy of prediction, statistical analysis.

**For citation:** Tipikin A. A. The technique of calculating the field strength of the ionospheric wave in the very low frequency band based on the wavehop method. *Informatsionno-upravliayushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2023, no. 5, pp. 12–21 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2023-5-12-21, EDN: FTXMCSY

#### References

- Bradley P. A. IRI and VLF/LF radio service planning. *Advances in Space Research*, 2001, no. 27, pp. 145–152. doi:10.1016/S0273-1177(00)00150-2
- Cohen M. B., Inan U. S., Paschal E. W. Sensitive broadband ELF/VLF radio reception with AWESOME instrument. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2010, vol. 48, no. 1, pp. 3–17. doi:10.1109/TGRS.2009.2028334
- State Standard RV 52216. *Military telecommunications. Basic terms and definitions*. Moscow, Gosstandart Russii Publ., 2004. 15 p. (In Russian).
- Zemskov V. I., Katanovich A. A. The basic directions of the navy communication system development. *Morskoy Sbornik*, 2016, no. 10 (2035), pp. 57–62 (In Russian).
- Ghatak A. K., Gallawa R. L., Goyal I. C. *Modified airy function and WKB solutions to the wave equation*. National Institute of Standards and Technology, 1991. 172 p.
- Al-Masaeed M., Rabei E. M., Al-Jamel A. WKB approximation with conformable operator. *Modern Physics Letters A*, 2021, pp. 1–13. doi:10.1142/S0217732322501449
- Belrose J. S. Long wave propagation. Radio wave propagation, modeling, prediction and assessment. *AGARDograph*, 1990, no. 326, pp. 40–62.
- Makarov G. I., Novikov V. V., Rybachek S. T. *Rasprostraneniye radiovoln v volnovodnom kanale Zemlya – ionosfera i v ionosfere* [Propagation of radio waves in the Earth – ionosphere waveguide channel and in the ionosphere]. Moscow, Nauka Publ., 1994. 152 p. (In Russian).
- Lynn K. VLF waveguide propagation: The basics. *Proc. of the 1st Intern. Conf. on Science with Very Low Frequency Radio Waves: Theory and Observations*, 2010, pp. 3–44.
- Pal S. *Numerical modelling of VLF radio wave propagation through Earth – ionosphere waveguide and its application to sudden ionospheric disturbances*. University of Calcutta, 2013. 150 p.
- Tipikin A. A., Pykov E. V. *Metodika opredeleniya traektornykh parametrov radiotrassy ONCH diapazona na osnove utochnennoy modeli vysoty tochki otrazheniya*. In: *Sbornik nauchnykh trudov VUNC VMF «Voenno-morskaya akademiya»* [Method of obtaining ray trajectory parameters of the very low frequency radiopath on basis of the refined model of the height of the reflection point]. In: Proc. of the Military Research and Educational Center of the Navy «Naval Academy». Saint-Petersburg, 2022, pp. 73–81 (In Russian).
- Tipikin A. A., Pykov E. V., Rozanov A. A. A modified method for calculating the differential time delays of rays in the wavehop model of radio waves propagation in the VLF band. *Sbornik trudov NII OSIS VMF «Intellektual'nye razrabotki v interesah stroitel'stva i razvitiya Voenno-morskogo flota»* [Proc. of the Scientific and Technical Conf. of the Research Institute for Operational and Strategic Research of the Navy Development «Intellectual Investigations in the Interests of the Development and Improvement of the Navy»], Saint-Petersburg, 2022, pp. 47–56 (In Russian).

13. Galkin I., Fron A., Reinisch B., Hernandez-Pajares M., Krankowski A., Nava B., Bilitza D., Kotulak K., Flisek P., Li Z., Wang N., Dollase D. R., Garcia-Rigo A., Batista I. Global monitoring of ionospheric weather by GIRO and GNSS data fusion. *Atmosphere*, 2022, vol. 13, iss. 3. doi:10.3390/atmos13030371. Available at: <https://www.mdpi.com/2073-4433/13/3/371> (accessed 09 July 2023).
14. Fron A., Galkin I., Krankowski A., Bilitza D., Hernandez-Pajares M., Reinisch B., Li Z., Kotulak K., Zakharenkova I., Cherniak Iu., Dollase D. R., Wang N., Flisek P., Garcia-Rigo A. Towards cooperative global mapping of the ionosphere: fusion feasibility for IGS and IRI with global climate VTEC maps. *Remote Sensing*, 2020, vol. 12, iss. 21. doi:10.3390/rs12213531. Available at: <https://www.mdpi.com/2072-4292/12/21/3531> (accessed 09 July 2023).
15. Bilitza D. IRI the international standard for the ionosphere. *Advances in Radio Science*, 2018, vol. 16, pp. 1–11. doi:10.5194/ars-16-1-2018
16. Tipikin A. A. Method of obtaining global digital maps of underlying surface electric characteristics in the very low frequency band. *Computing, Telecommunication and Control*, 2022, vol. 15, no. 1, pp. 7–18 (In Russian). doi:10.18721/JC-STCS.15101
17. ITU-R Recommendation P.684-7. *Prediction of field strength at frequencies below about 150 kHz*. Geneva, ITU, 2016. 39 p.
18. Tipikin A. A. Refined model of the height of the reflection point for the methodology of forecasting the energy parameters of radio tracks in the very low frequency band. *Trudy vsearmejskoj nauchno-prakticheskoy konferencii «Innovacionnaya deyatel'nost' v VS RF»* [Proc. of the All-Army Scientific and Practical Conference «Innovative activity in the Armed Forces of the Russian Federation»]. Saint-Petersburg, 2023, c. 15–23 (In Russian).
19. Tipikin A. A. Accounting for underlying surface parameters in predictive wavehop methods of the VLF radio waves propagation. *East European Scientific Journal*, 2023, vol. 1, no. 4(89), pp. 31–40 (In Russian). doi:10.31618/ESSA.2782-1994.2023.1.89.356
20. ITU-R Recommendation P.368-9. *Ground-wave propagation curves for frequencies between 10 kHz and 30 MHz*. Geneva, ITU, 2007. 43 p.
21. Tipikin A. A., Potapov D. S. Methodology for accounting the influence of parameters of a spherical underlying surface with finite conductivity on VLF antennas characteristics. *Proceedings of Telecommunication Universities*, 2023, vol. 9, no. 3, pp. 60–66 (In Russian). doi:10.31854/1813-324X-2023-9-3-60-66
22. Report no. 960-TP-74-5. *Comparison of predicted VLF/LF signal levels with propagation data*. Washington, Defense Communications Agency, 1974. 75 p.
23. Gnatyuk V. I. *Zakon optimal'nogo postroeniya tekhnocenozev* [The law of optimal construction of technocenosis]. Kaliningrad, Technocenoz Publ., 2019. 940 p. (In Russian).
24. Dorofeev S. A., Kivchun O. R., Prokhoda A. N. Evaluation of the realization of the energy saving potential in the operation of military infrastructure facilities. *Izvestiya Tula State University. Technical Sciences*, 2018, no. 1, pp. 267–274 (In Russian).
25. Hora J., Campos P. A review of performance criteria to validate simulation models. *Expert Systems*, 2015, vol. 32, no. 5, pp. 578–595. doi:10.1111/exsy.12111
26. Kuzmin I. I. Working with data in statistical research. *East European Scientific Journal*, 2021, no. 7-1(71), pp. 36–39 (In Russian). doi:10.31618/ESSA.2782-1994.2021.1.71.82
27. Kuvaykova Yu. E. Application of ensemble machine learning methods for predicting the technical state of an object. *Izvestiya of Samara Scientific Center of the Russian Academy of Sciences*, 2021, vol. 23, no. 1, pp. 111–114 (In Russian). doi:10.37313/1990-5378-2021-23-1-111-114
28. Hyndman R. J., Koehler A. B. Another look at measures of forecast accuracy. *International Journal of Forecasting*, 2006, no. 22, pp. 679–688. doi:10.1016/j.ijforecast.2006.03.001
29. Bliemel F. Theil's forecast accuracy coefficient: A clarification. *Journal of Marketing Research*, 1973, no. 10, pp. 444–446. doi:10.1177/002224377301000413
30. Sarin H., Kokkolaras M., Hulbert G., Papalambros P., Barbat S., Yang R. J. A comprehensive metric for comparing time histories in validation of simulation models with emphasis on vehicle safety applications. *Proc. of DETC'08, ASME 2008 International Design Engineering Technical Conf. and Computers and Information in Engineering Conf.*, New York, 2008. doi:10.1115/DETC2008-49669
31. Sarin H., Kokkolaras M., Hulbert G., Papalambros P., Barbat S., Yang R. J. Comparing time histories for validation of simulation models: Error measures and metrics. *Journal of Dynamic Systems Measurement and Control*, 2010, vol. 132, iss. 6, pp. 061401 (10). doi:10.1115/1.4002478
32. Schwer L. E. Validation metrics for response histories: Perspectives and case studies. *Engineering with Computers*, 2007, no. 23, pp. 295–309. doi:10.1007/s00366-007-0070-1

### УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

Научные базы данных, включая Scopus и Web of Science, обрабатывают данные автоматически. С одной стороны, это ускоряет процесс обработки данных, с другой — различия в транслитерации ФИО, неточные данные о месте работы, области научного знания и т. д. приводят к тому, что в базах оказывается несколько авторских страниц для одного и того же человека. В результате для всех по отдельности считаются индексы цитирования, что снижает рейтинг ученого.

Для идентификации авторов в сетях Thomson Reuters проводит регистрацию с присвоением уникального индекса (ID) для каждого из авторов научных публикаций.

Процедура получения ID бесплатна и очень проста, есть возможность провести регистрацию на 12 языках, включая русский (чтобы выбрать язык, кликните на зеленое поле сверху справа на стартовой странице): <https://orcid.org>



## Алгоритм синтеза нестационарного координированного многоканального кодека на основе построения интервальных однотипных многосвязных систем

В. В. Иванов<sup>а</sup>, аспирант, младший научный сотрудник, [orcid.org/0000-0002-4716-9466](https://orcid.org/0000-0002-4716-9466)

Г. С. Воронков<sup>а</sup>, канд. техн. наук, старший научный сотрудник, [orcid.org/0000-0002-8788-2696](https://orcid.org/0000-0002-8788-2696)

И. В. Кузнецов<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор, [orcid.org/0009-0009-2804-6194](https://orcid.org/0009-0009-2804-6194), [igor.kuznetsov-kiw@mail.ru](mailto:igor.kuznetsov-kiw@mail.ru)

<sup>а</sup>Уфимский университет науки и технологий, Заки Валиди ул., 32, Уфа, 450076, РФ

**Введение:** в рамках проблемы построения энергоэффективных систем связи решается задача разработки алгоритма синтеза нестационарных координированных кодеков по условию обеспечения их асимптотической устойчивости. Актуальность работы подтверждается недостаточной проработанностью темы синтеза координированных кодеков применительно к нестационарным сигналам и процессам и поиска наглядных и удобных методов синтеза подобных устройств. **Цель:** разработать простой с вычислительной точки зрения алгоритм синтеза координированных кодеков с протекающими в них нестационарными процессами. **Методы:** передаточные функции элементов кодека синтезированы исходя из необходимости сохранения устойчивости системы в целом на основании предположений о свойствах передаваемых сигналов и обеспечения голономности связей между отдельными каналами при использовании интервального подхода в оценке нестационарности обрабатываемых сигналов. **Результаты:** разработан алгоритм синтеза многоканального координированного кодека нестационарных сигналов, позволяющего уменьшить динамический диапазон передаваемых в канал связи сигналов. Достоинством алгоритма является независимость его вычислительной сложности от порядка дифференциального уравнения динамической части кодека. Алгоритм позволяет оценить влияние на устойчивость кодека его нестационарной динамической части как в отдельности, так и в симбиозе с интервальной матрицей корреляционных межканальных связей. Определены условия построения инвариантных нестационарных координированных кодеков дифференциальной импульсно-кодовой модуляции с однотипной динамической частью. Теоретические построения подтверждены численным примером и экспериментальными результатами. **Практическая значимость:** описанный метод существенно упрощает процедуру синтеза и разработки координированных групповых кодеков для энергоэффективных систем связи. Использование таких кодеков делает возможным уменьшение разрядной сетки первичных сигналов и, соответственно, снижение битовой скорости передачи данных без потери качества связи. Также разработанный алгоритм может найти применение в управлении нестационарными процессами обработки сигналов в адаптивных кодирующих устройствах.

**Ключевые слова** – энергоэффективность, импульсно-кодовый модулятор, нестационарные процессы, интервальные однотипные системы, устойчивость систем, многосвязные системы, многоканальные системы.

**Для цитирования:** Иванов В. В., Воронков Г. С., Кузнецов И. В. Алгоритм синтеза нестационарного координированного многоканального кодека на основе построения интервальных однотипных многосвязных систем. *Информационно-управляющие системы*, 2023, № 5, с. 22–32. doi:10.31799/1684-8853-2023-5-22-32, EDN: GJSXYX

**For citation:** Ivanov V. V., Voronkov G. S., Kuznetsov I. V. Developing an algorithm for the synthesis of non-stationary coordinated convolutional codec by means of constructing interval homogeneous multi-connected systems. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2023, no. 5, pp. 22–32 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2023-5-22-32, EDN: GJSXYX

### Введение

Распространение высокопроизводительных инфокоммуникационных (как беспроводных, так и проводных) систем увеличивает их энергопотребление. При этом до 20 % потребляемой ими энергии приходится на обеспечение передачи большого объема данных [1]. Поэтому снижение энергопотребления оборудования при сохранении (не ухудшении) качества связи — повышение энергоэффективности телекоммуникационных систем — является актуальной задачей [2, 3], особенно для систем беспроводной мобильной связи, поскольку позволяет увеличить длительность автономного функционирования мобильных элементов этих систем [4].

Существует множество инструментально-технологических методов понижения энергопотребления систем связи [5–9], которые имеют свои преимущества и недостатки. Однако, согласно подходу Шеннона [10], достижение энергоэффективности возможно за счет внедрения в технику связи соответствующих алгоритмов преобразования (кодирования) передаваемых сообщений. В частности, к ним относится технология дифференциальной импульсно-кодовой модуляции (ДИКМ) [11], которая обеспечивает эффективное кодирование — «сжатие» передаваемых данных. В качестве дальнейшего развития ДИКМ можно рассматривать использование координированных (КДИКМ) преобразователей в многоканальных системах связи. Основная идея КДИКМ

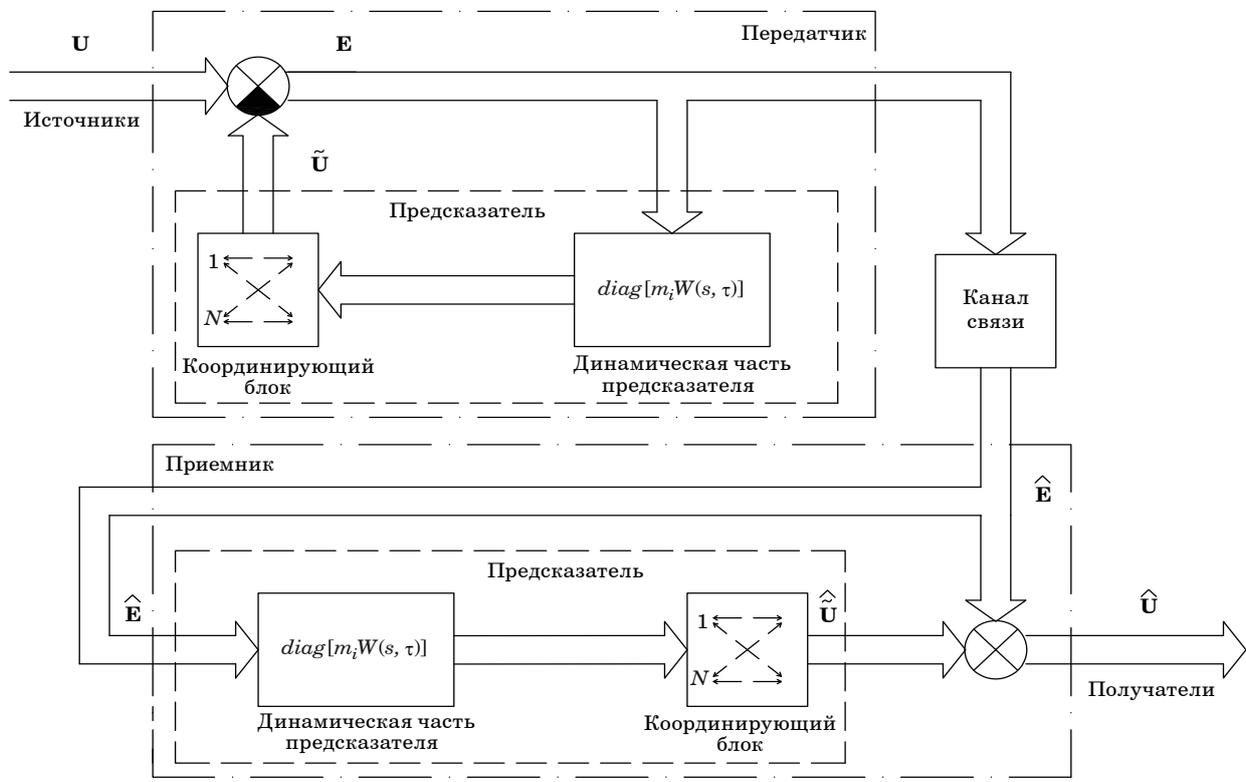
заключается в использовании одного координированного предсказателя по всем каналам многоканальной системы, обеспечивающего «синергетический» эффект уплотнения первичных кодируемых сигналов, выражающийся в повышении коэффициента сжатия, особенно при наличии корреляционной зависимости (линейной связности) первичных сигналов. Использование КДИКМ в системах передачи может рассматриваться в качестве «динамической памяти» и, таким образом, повышает, помимо коэффициента сжатия сигналов, помехоустойчивость этих систем. Последнее приводит к возможности понизить требования к канальной скорости передачи данных и, соответственно, повысить энергоэффективность системы передачи [12].

В работах [11, 13] рассматривался синтез КДИКМ, основанный на оптимизационных методах. Общим недостатком таких систем является инженерная сложность построения общего предсказателя сигналов. Это затрудняет применение систем такого рода при большом количестве обрабатываемых каналов. Кроме того, методы синтеза [11, 13] сформулированы для случая стационарности протекающих в КДИКМ сигналов и процессов, что сужает сферу их применения.

От этих недостатков частично избавлен КДИКМ-кодек с кодирующей (корреляционной) матрицей, синтезированный на основании требования обеспечения его устойчивости без решения оптимизационной задачи. При этом получаемый ДИКМ-преобразователь (кодек) обладает вышеперечисленными свойствами энергосбережения, характеризуется потенциально большим быстродействием и точностью. Однако требуется адаптировать описанную схему координированной обработки сигналов, обеспечивающую устойчивость и точность дифференциальной обработки передаваемых сигналов, для случая нестационарных процессов. Иначе говоря, требуется разработать алгоритм синтеза нестационарной КДИКМ-системы, что удобно сделать (на взгляд авторов) применением интервальных методов анализа для однопотных следящих автоматических систем.

**Постановка задачи синтеза нестационарного координированного многоканального кодека**

Структурная схема нестационарной  $n$ -канальной системы связи, использующей КДИКМ, показана на рис. 1.



■ **Рис. 1.** Структура приемо-передающего тракта многоканальной системы при использовании координированного группового кодека  
 ■ **Fig. 1.** Multichannel system transceiver's structure with applied coordinated group codec

На вход передающей части системы связи поступают первичные сигналы  $u_i(t)$ , где  $i = 1..n$ , совокупность которых образует вектор входных воздействий  $\mathbf{U} = [u_1, \dots, u_n]^T$  ( $T$  – оператор транспонирования). На элементах сравнения вычисляются ошибки предсказания (разностные сигналы)  $e_i(t)$ , образующие в совокупности вектор  $\mathbf{E} = [e_1, \dots, e_n]^T$ . Его значения определяются выражением

$$\mathbf{E} = \mathbf{U} - \tilde{\mathbf{U}}, \quad (1)$$

где  $\tilde{\mathbf{U}}$  – вектор предсказанных значений сигналов, формируемый предсказателем. Значения вектора  $\mathbf{E}$  передаются в канал связи, под которым понимается не только среда распространения, но и блоки модуляции (демодуляции) и помехоустойчивого кодирования (декодирования) и т. п.

Из формулы (1) видно, что для получения выигрыша в энергоэффективности необходимо, чтобы модули разностных канальных сигналов были по амплитуде меньше, чем соответствующие исходные сигналы, т. е. происходило сжатие динамического диапазона канальных сигналов [14]:

$$|e_i(t)| < |u_i(t)|. \quad (2)$$

С практической точки зрения это говорит о возможности уменьшения разрядности сетки передаваемых кодовых комбинаций и, соответственно, снижения битовой скорости передачи.

Структурно нестационарный предсказатель включает в себя динамическую часть и координирующий блок. Динамическая часть предсказателя на практике реализуется перестраиваемыми во времени экстраполяторами, фильтрами взвешивания, предсказания, эквалайзерами и т. д. Рассмотрим динамическую часть предсказателя как подсистему с однотипными элементами, которая описывается диагональной матричной передаточной функцией (ПФ)  $diagW(s, \tau)_{n \times n}$  размерности  $n \times n$ , где элемент  $W(s, \tau)$  представляет собой нестационарную устойчивую физически реализуемую дробно-рациональную ПФ;  $s$  – комплексная переменная Лапласа;  $\tau$  – параметр, имеющий размерность времени ( $\tau \in [0, T_{\max}]$ ),  $T_{\max}$  – граница интервала наблюдения. Отметим, что равенство  $W(s, \tau)$  для каждого канала обуславливает однотипность системы КДИКМ.

Для упрощения задачи положим, что динамическая часть КДИКМ сводится к стационарному объекту с неопределенными параметрами. Иначе говоря, функцию  $W(s, \tau)$  с ограниченными во времени параметрами (коэффициентами) можно заменить на ПФ стационарной системы

с интервальной параметрической неопределенностью:

$$W(s, \tau) \in [W(s), \bar{W}(s)], \quad (3)$$

где  $W(s)$ ,  $\bar{W}(s)$  – соответственно предельные нижняя и верхняя границы функции  $W(s, \tau)$ , являющиеся стационарными. Получение предельных стационарных функций относится к самостоятельной задаче, которая не рассматривается в этой работе [15]. При этом подчеркнем, что предельные стационарные функции также должны принадлежать классу физических реализуемых минимально-фазовых систем [16].

Отличительной особенностью кодека КДИКМ, изображенного на рис. 1, является использование в предсказателе координирующего блока. С точки зрения простоты реализации модель координирующего блока можно представить в виде нестационарной симметричной матрицы  $\mathbf{K}(\tau)$ :

$$\mathbf{K}(\tau) = \begin{bmatrix} k & k_{12}(\tau) & \dots & k_{1n}(\tau) \\ k_{12}(\tau) & k & \dots & k_{2n}(\tau) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ k_{1n}(\tau) & k_{2n}(\tau) & \dots & k \end{bmatrix}, \quad \tau \in [0, T_{\max}], \quad (4)$$

где  $k_{ij}(\tau)$  ( $i \neq j$ ) – известные элементы межканальной связи, а коэффициенты  $k$  главной диагонали являются коэффициентами передачи (т. е. коэффициентами усиления для аналоговых систем или коэффициентами умножения для цифровых) сепаратных каналов и подлежат определению. С практической точки зрения значения  $k_{ij}(\tau)$  определяются взаимными корреляционными функциями каналов с номерами  $i$  и  $j$ , которые обуславливают взаимосвязь между входными первичными сигналами  $u_k(t)$  ( $k = 1, n$ ). Входные (первичные) сигналы имеют одну размерность (например, напряжение), поэтому коэффициенты корреляции являются безразмерными величинами.

Аналогично описанию динамической части системы, координирующую часть предсказателя, т. е. матрицу голономных связей  $\mathbf{K}(\tau)$ , будем рассматривать как интервальную (ограниченную снизу и сверху):

$$\mathbf{K}(\tau) \in [\underline{\mathbf{K}}, \bar{\mathbf{K}}], \quad (5)$$

где  $\underline{\mathbf{K}} \in [\underline{k}_{ij}]_{n \times n}$  (при  $i \neq j$ ),  $\bar{\mathbf{K}} \in [\bar{k}_{ij}]_{n \times n}$  (при  $i \neq j$ ) – соответственно предельные нижняя и верхняя границы значений корреляционных функций  $\mathbf{K}(\tau)$ . При этом понятие голономности применяется не в механическом, а в математическом смысле и подразумевает систему, в которой связи меж-

ду входом и выходом описываются без применения интегро-дифференциальных уравнений. Значения элементов матриц  $\begin{bmatrix} \mathbf{K} \\ \mathbf{K} \end{bmatrix}$  могут быть определены максимальными и минимальными значениями функции  $k_{ij}(\tau)$  на интервале  $\tau \in [0, T_{\max}]$ .

По существу, КДИКМ (см. рис. 1) можно рассматривать как замкнутую следящую систему. Необходимыми условиями сжатия динамического диапазона (2) являются обеспечение устойчивости КДИКМ и повышение точности системы в целом. Однако требования к обеспечению устойчивости и точности находятся во взаимном «противоречии» (неограниченное повышение точности системы снижает ее устойчивость) [17]. При этом с точки зрения упрощения процедуры взаимодействия (протоколов связи) элементов систем значение  $k$  желательно фиксировать постоянным на интервале  $\tau \in [0, T_{\max}]$ .

В приемной части системы (см. рис. 1) вычисляется  $\hat{\mathbf{U}}$  – вектор оценок передаваемых сигналов как сумма вектора оценок разностных сигналов  $\hat{\mathbf{E}}$ , поступающего из канала связи, и вектора оценки сигналов предсказания  $\hat{\mathbf{U}}$ , формируемого предсказателем приемника. Заметим, что схема предсказателя приемника КДИКМ аналогична схеме предсказателя передатчика.

Таким образом, задачу синтеза системы КДИКМ с однотипными каналами можно сформулировать следующим образом: при известной структуре передающей части, известных ПФ динамической части (3) и структуре координирующего блока (4) определить область значений коэффициента  $k$  координирующей матрицы исходя из условия обеспечения асимптотической устойчивости КДИКМ в целом.

### Решение задачи

Вначале определим характеристический полином  $d(h(\tau), \Phi(k, s, \tau))$  передающей части системы (см. рис. 1). В соответствии со структурной схемой в операторной форме уравнение, связывающее векторы  $\mathbf{E}$ ,  $\mathbf{U}$ , примет вид

$$[\mathbf{I} + \mathbf{K}(\tau) \cdot \text{diag}[W(s, \tau)]]\mathbf{E} = \mathbf{U}, \quad (6)$$

где  $\mathbf{I}$  – единичная матрица размерности  $n \times n$ .

После проведения тождественных преобразований получим

$$\begin{aligned} d(h(\tau), \Phi(k, s, \tau)) &= 1 + \frac{h_2(\tau)}{k^2} \Phi^2(k, s, \tau) + \\ &+ \frac{h_3(\tau)}{k^3} \Phi^3(k, s, \tau) + \dots \\ \dots + \frac{h_n(\tau)}{k^n} \Phi^n(k, s, \tau) &= 0. \end{aligned} \quad (7)$$

$h_m(\tau)$  – характеристики связи между  $m$  отдельными каналами через координирующую матрицу – определяются по формулам

$$\begin{aligned} h_m(\tau) &= \sum_{i,j,\dots,l=1}^{C_n^m} \frac{h_{i,j,\dots,l}(\tau)}{m}, \\ \frac{h_{i,j,\dots,l}(\tau)}{m} &= \frac{\det \|k_{ij}(\tau)\gamma_{ij}\|_{m \times m}}{\det \|k_{ij}(\tau)\delta_{ij}\|_{m \times m}}, \\ \gamma_{ij} &= \begin{cases} 0, & i = j, \\ 1, & i \neq j, \end{cases} \quad \delta_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad m = \overline{2, n}; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\Phi(k, s, \tau) = \frac{kW(s, \tau)}{1 + kW(s, \tau)}. \quad (9)$$

Характеристическое уравнение (7) соответствует замкнутым системам управления с однотипными подсистемами [16], каждая из которых описывается ПФ  $\Phi(k, s, \tau)$ .

Уравнение (7) формально описывает нестационарную характеристическую функцию системы. Однако ее можно интерпретировать в интервальном смысле. Параметрические коэффициенты  $h_i(\tau)$  согласно формуле (5) можно записать в интервальном виде

$$h_i(\tau) \in [\underline{h}_i, \overline{h}_i], \quad \forall i = \overline{1, n}, \quad (10)$$

где  $\underline{h}_i, \overline{h}_i$  – соответственно предельные нижняя и верхняя границы параметрического коэффициента  $h_i(\tau)$ , значения которых обуславливаются интервальными границами (5). Следовательно, под записью (7) понимается область значений характеристической функции

$$\begin{aligned} &d(h(\tau)\Phi(k, s, \tau)) \in \\ &\in [d(\underline{h}_i, \underline{\Phi}(k, s)), d(\overline{h}_i, \overline{\Phi}(k, s))], \end{aligned} \quad (11)$$

где  $d(\underline{h}_i, \underline{\Phi}(k, s)), d(\overline{h}_i, \overline{\Phi}(k, s))$  – соответственно предельные нижняя и верхняя границы полинома  $d(h(\tau), \Phi(k, s, \tau))$ .

Для исследования устойчивости КДИКМ (7) применим частотный критерий, предложенный профессорами Ильясовым и Кабальновым для однотипных стационарных замкнутых систем [16]. Для получения характеристического полинома  $d(h(\tau), \Phi(k, s, \tau))$  в стационарной области зафиксируем параметр  $\tau$  в конкретной точке  $\tau_\Phi, \tau_\Phi \in [0, T_{\max}]$ , тогда уравнение (7) примет вид

$$\begin{aligned} d(h(\tau_\Phi), \Phi(k, s, \tau_\Phi)) &= 1 + \frac{h_2(\tau_\Phi)}{k^2} \eta_\Phi^2 + \\ &+ \frac{h_3(\tau_\Phi)}{k^3} \eta_\Phi^3 + \dots + \frac{h_n(\tau_\Phi)}{k^n} \eta_\Phi^n = 0, \end{aligned} \quad (12)$$

где  $\eta_\Phi = \Phi(k, s, \tau_\Phi) = \Phi_\Phi(k, s)$  представляет некоторую комплексную функцию, зависящую от  $k, s$ .

Рассмотрим функцию  $\Phi_\Phi(k, s)$  в частотной области, т. е.  $\Phi_\Phi(k, j\omega)$ , где  $j = \sqrt{-1}$ ,  $\omega$  – циклическая частота.

Согласно [16] для устойчивости однопольной стационарной системы необходимо и достаточно, чтобы годограф амплитудно-фазовой характеристики (АФХ)  $\Phi_\Phi(k, j\omega)$ ,  $\omega \in (-\infty, +\infty)$ , не охватывал ни один из корней уравнения (12) (рис. 2).

Установим свойства  $\Phi_\Phi(k, j\omega)$ . Известно, что с ростом величины  $k$  повышается точность следящей системы, при этом выполняется условие

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |\Phi_\Phi(k, j\omega)| = \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{|kW_\Phi(j\omega)|}{|1 + kW_\Phi(j\omega)|} = \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{|W_\Phi(j\omega)|}{|1/k + W_\Phi(j\omega)|} = 1, \forall \omega. \quad (13)$$

Из условия физической реализуемости  $W(j\omega, \tau_\Phi)$  для минимально-фазовой системы при  $k > 0$  будет выполняться дополнительное условие

$$0 \leq |\Phi_\Phi(k, j\omega)| < 1, \forall \omega. \quad (14)$$

Из (14) следует, что годограф  $\Phi(k, j\omega, \tau_\Phi)$  полностью располагается внутри окружности радиуса  $R \geq 1$  с центром в начале координат комплексной области, при этом переменная  $\eta_\Phi$  не зависит от выбора  $\tau_\Phi$  [см. (12)]. С учетом этого заменим  $\eta_\Phi$  на некоторую переменную  $\eta$ , тогда окончательно характеристическое уравнение (13) можно переписать в виде

$$d(h(\tau), k) = 1 + \frac{h_2(\tau)}{k^2} \eta^2 + \frac{h_3(\tau)}{k^3} \eta^3 + \dots + \frac{h_n(\tau)}{k^n} \eta^n = 0. \quad (15)$$

Для того чтобы система оставалась устойчивой, потребуем, чтобы корни уравнения (15) располагались снаружи окружности радиуса  $R \geq 1$  (см. рис. 2), что заведомо удовлетворяет критерию Ильясова – Кабальнова.

В целях использования известных методов анализа полиномов на устойчивость [чтобы корни (15) лежали в левой части комплексной плоскости] реализуем конформное отображение уравнения (15), произведя замену  $\eta = R \frac{1-\lambda}{1+\lambda}$  ( $\lambda$  – комплексная переменная), где  $R = 1$  (см. рис. 2). В результате получим модифицированное характеристическое уравнение

$$1 + \frac{h_2(\tau)}{k^2} \left( \frac{1-\lambda}{1+\lambda} \right)^2 + \frac{h_3(\tau)}{k^3} \left( \frac{1-\lambda}{1+\lambda} \right)^3 + \dots + \frac{h_n(\tau)}{k^n} \left( \frac{1-\lambda}{1+\lambda} \right)^n = 0 \quad (16)$$

или

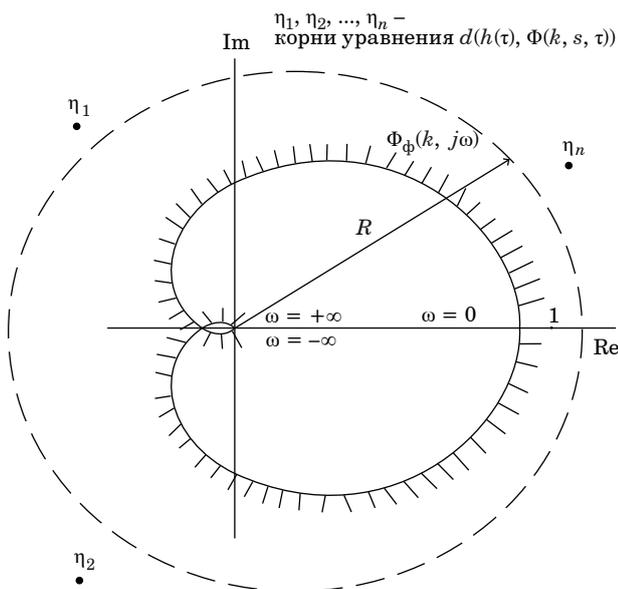
$$(1+\lambda)^n k^n + h_2(\tau) k^{n-2} (1-\lambda)^2 (1+\lambda)^{n-2} + h_3(\tau) k^{n-3} (1-\lambda)^3 (1+\lambda)^{n-3} + \dots + h_n(\tau) (1-\lambda)^n = 0. \quad (17)$$

Тогда для устойчивости передающей части (при условии устойчивости ПФ однопольных подсистем  $\Phi(k, s, \tau)$ ) достаточно [15], чтобы все корни характеристического уравнения (17) относительно комплексной переменной  $\lambda$  лежали бы в левой части комплексной плоскости, т. е.  $\text{Re}\{\lambda_i\} < 0, i = 1, n$ . Последнее утверждение, по существу, отражает следствие критериев [15, 16].

Следовательно, алгоритм решения задачи может быть описан следующим образом.

**Шаг 1.** Составляется характеристическое уравнение передающей части системы (9) и определяются границы области значений коэффициентов связи (10). С помощью конформного отображения  $\eta = \frac{1-\lambda}{1+\lambda}$  уравнение (7) или (15) приводится к виду (17).

**Шаг 2.** Применительно к уравнению (17) с использованием известных алгебраических или частотных методов (критериев) устойчивости [18] определяются значения  $k$  и строится общая область устойчивости по всем значениям характеристик  $h_i(\tau) \in [h_i^-, h_i^+], \forall i = 1, n$ . В случае отсутствия общей области устойчивости по  $h_i(\tau)$  необходимо изменить структуру координирующей



■ **Рис. 2.** Годограф КДИКМ  
 ■ **Fig. 2.** The coordinated CDPCM hodograph

матрицы, например изменением ее размерности, или скорректировать параметры межканальной связности.

**Шаг 3.** Из области устойчивости отбираются значения  $k$ , обеспечивающие устойчивость ПФ  $\Phi(k, s, \tau)$  по границам интервала (3) и монотонность соответствующих переходных функций системы КДИКМ. В случае неустойчивости  $\Phi(k, s, \tau)$  необходимо скорректировать  $W(s, \tau)$ .

Теоретический интерес представляют системы КДИКМ, для которых обеспечивается устойчивость при неограниченном увеличении значений коэффициента  $k$ . В дальнейшем такие КДИКМ будем называть инвариантными. Отметим, что в КДИКМ (в том числе инвариантных) увеличение  $k$  должно приводить к уменьшению величины ошибки предсказания, скорости передачи данных в канале связи и упрощению протокола взаимодействия с приемной частью системы.

Если предположить, что область значений таких коэффициентов существует для (17), то ПФ  $\Phi(k, s, \tau)$  для физически реализуемых одноподсистем должна быть устойчивой при любых значениях  $k$  ( $k \rightarrow \infty$ ). Представим ПФ  $\Phi(k, s, \tau)$  в виде отношения двух устойчивых полиномов  $A(k, s, \tau)$  и  $B(k, s, \tau)$ :

$$\Phi(k, s, \tau) = \frac{A(k, s, \tau)}{B(k, s, \tau)}.$$

Характеристическое уравнение (7) или (15) можно представить в виде

$$\begin{aligned} d(h, \Phi)k^n &= k^n + k^{n-2}h_2(\tau)\eta^2 + \\ &+ k^{n-3}h_3(\tau)\eta^3 + \dots + h_n(\tau)\eta^n = \\ &= h_n(\tau)(\Phi(k, s, \tau) - \eta_1)(\Phi(k, s, \tau) - \eta_2)\dots \\ &\dots(\Phi(k, s, \tau) - \eta_n) = 0, \end{aligned} \quad (18)$$

где  $\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_n$  — корни уравнений (7) и (15). Потребуем, чтобы корни уравнения (18) стремились к бесконечности. Это будет означать, что корни уравнений (7) и (15) безгранично «выталкиваются» за пределы окружности радиуса  $R$  и, соответственно, кривой АФХ  $\Phi(k, j\omega, \tau)$  (см. рис. 2), при этом, согласно (13),  $|\Phi(k, j\omega, \tau)| \rightarrow 1$ .

Далее, с учетом введенного выше представления  $d(h, \Phi)$ , каждый из сомножителей (18) можно записать в виде

$$\frac{1}{\eta_i} A(k, s, \tau) - B(k, s, \tau) = 0, \quad i = \overline{1, n}. \quad (19)$$

Полагая  $\eta_i \rightarrow \infty$ , получим так называемое вырожденное уравнение [17]

$$B(k, s, \tau) = 0, \quad (20)$$

где полином  $B(k, s, \tau)$  имеет корни в левой части комплексной плоскости при  $k \rightarrow \infty$ , что вытекает из предположения об устойчивости  $B(k, s, \tau)$ .

Перепишем уравнение (19) в ином виде:

$$A(k, s, \tau) - \eta_i B(k, s, \tau) = 0, \quad i = \overline{1, n}. \quad (21)$$

В уравнении (21) полином  $A(k, s, \tau)$  является устойчивым при  $k \rightarrow \infty$  исходя из первоначального предположения. При этом из условия физической реализуемости функции  $\Phi(k, s, \tau)$  следует, что порядок (наибольший показатель степени полинома)  $A(k, s, \tau)$  не превышает порядок  $B(k, s, \tau)$ . Следовательно, согласно [17] из-за отсутствия вспомогательного уравнения (оно равно нулю) выражение (21) будет иметь корни слева от мнимой оси для всех  $\eta_i \rightarrow \infty$ .

Таким образом, необходимыми и достаточными условиями инвариантности КДИКМ являются устойчивость ПФ  $\Phi(k, s, \tau)$  физически реализуемых одноподсистем при неограниченном увеличении коэффициента  $k$  и наличие корней уравнения (17) в левой части комплексной плоскости.

Однако безграничное увеличение  $k$  может привести к колебательному характеру переходной функции КДИКМ, возникновению эффекта «перерегулирования». Вследствие этого возрастает динамический диапазон сигналов ошибок предсказания в режиме переходных процессов системы КДИКМ, что противоречит исходной задаче. Поэтому необходимо контролировать монотонность переходной функции, что обеспечивается выбором соответствующих (ограниченных «сверху») значений  $k$  и (или) коррекцией динамических свойств  $W(s, \tau)$ .

## Пример

Проиллюстрируем алгоритм синтеза КДИКМ на примере. Пусть имеется трехканальный КДИКМ-кодер, динамическая часть которого описывается ПФ экстраполятора (фиксатора) нулевого порядка

$$W(s, \tau) = \frac{1 - e^{-\Delta T(\tau)s}}{s}, \quad (22)$$

где  $\Delta T(\tau) > 0$  — изменяемый (адаптируемый) шаг дискретизации сигналов.

Координирующая часть системы представлена симметричной матрицей (4)  $\mathbf{K}(\tau)$  размерности  $3 \times 3$ , в которой коэффициенты  $k_{12}(\tau), k_{13}(\tau), k_{23}(\tau)$  имеют нижние и верхние границы интервалов изменения.

Необходимо синтезировать систему КДИКМ, т. е. определить область значений  $k$ , удовлетворяющую условию устойчивости.

Сначала определим ПФ одноподсистем:

$$\Phi(k, s, \tau) = \frac{k(1 - e^{-\Delta T(\tau)s})}{s + k(1 - e^{-\Delta T(\tau)s})}. \quad (23)$$

Исследуем ее на устойчивость по коэффициентам  $k$ . Легко видеть, что рассматриваемую ПФ можно получить путем охвата объекта

$$kW(s, \tau) = \frac{k(1 - e^{-\Delta T(\tau)s})}{s}$$

единичной отрицательной обратной связью. В соответствии с критерием Найквиста АФХ  $kW(j\omega, \tau)$  не должна охватывать точку на комплексной плоскости с координатами  $(-1, j0)$ . Используя формулу Коши, выражение  $kW(j\omega, \tau)$  можно представить в виде

$$kW(j\omega, \tau) = \frac{k \sin(\Delta T(\tau)\omega)}{\omega} - j \frac{k(1 - \cos(\Delta T(\tau)\omega))}{\omega}. \quad (24)$$

Из формулы (24) нетрудно установить, что кривая  $kW(j\omega, \tau)$  при  $k > 0$  и  $0 \leq \omega < \infty$  полностью располагается в III, IV квадрантах комплексной плоскости, пересекая ее вещественную ось только в начале координат и оставляя точку  $(-1, j0)$  левее кривой АФХ. Другими словами, годограф  $kW(j\omega, \tau)$  не охватывает точку  $(-1, j0)$ , следовательно, одноподсистемы  $\Phi(k, s, \tau)$  обладают свойством устойчивости относительно неограниченного увеличения коэффициента передачи в отдельных каналах.

Следовательно, область устойчивости КДИКМ будет определяться только уравнениями связности (16), (17).

Не приводя уравнение (16), выпишем его параметры:  $h_2(\tau) = -(k_{12}^2(\tau) + k_{13}^2(\tau) + k_{23}^2(\tau))$ ,  $h_3(\tau) = 2k_{12}(\tau)k_{13}(\tau)k_{23}(\tau)$ . Видно, что интервал изменения  $h_2(\tau)$ ,  $h_3(\tau)$  будет определяться нижними и верхними границами коэффициентов  $k_{12}(\tau)$ ,  $k_{13}(\tau)$ ,  $k_{23}(\tau)$ .

Модифицированное уравнение (17) будет иметь вид (для сокращения записи переменная  $\tau$  опущена)

$$k[k^3 + h_2k + h_3] + [3k^3 - h_2k - 3h_3]\lambda + [3k^3 - h_2k + 3h_3]\lambda^2 + [k^3 + h_2k - h_3]\lambda^3 = 0. \quad (25)$$

Откуда, в соответствии с алгебраическим критерием устойчивости Гурвица, область существования искомого коэффициента  $k > 0$  должна удовлетворять системе неравенств

$$\begin{cases} k^3 + h_2k - h_3 > 0; \\ 3k^3 - h_2k + 3h_3 > 0; \\ 3k^3 - h_2k - 3h_3 > 0; \\ k^3 + h_2k + h_3 > 0; \\ (3k^3 - h_2k + 3h_3)(3k^3 - h_2k - 3h_3) - \\ - (k^3 + h_2k + h_3)(k^3 + h_2k - h_3) \geq 0, \end{cases}$$

вычисляемых по всему диапазону изменения  $h_2(\tau)$ ,  $h_3(\tau)$ . Поскольку предельные (граничные) значения взаимных корреляционных функций  $k_{ij}(\tau)$  не превышают единицу, то и максимальные значения  $h_2(\tau)$ ,  $h_3(\tau)$  также будут меньше единицы, т. е. устойчивость рассматриваемой системы будет обеспечена при всех  $k > 2$ .

Коэффициент желательно брать наибольшим в области его существования, что позволяет уменьшить величины ошибок предсказания, а затем снижать его значение, контролируя монотонность переходной функции системы и обеспечивая приемлемые с точки зрения инженерной реализации значения ее перерегулирования.

## Эксперимент

Для экспериментальной верификации был собран макет, состоящий из микроконтроллера ESP32 [19, 20] и аналоговых датчиков освещенности. В ходе эксперимента код программы, основанной на описанном ранее алгоритме синтеза, был загружен на микроконтроллер ESP32. В качестве источников коррелированных сигналов использованы три датчика освещенности, расположенных на расстоянии 10 см друг от друга.

Эксперимент включал следующие этапы.

**Этап 1.** Считывание сигналов с датчиков освещенности. Полученные сигналы являлись первичными сигналами для последующей обработки.

**Этап 2.** Обработка первичных сигналов с использованием реализованного алгоритма для снижения их динамических диапазонов. В результате получены обработанные сигналы, амплитуда которых была меньше, чем у первичных.

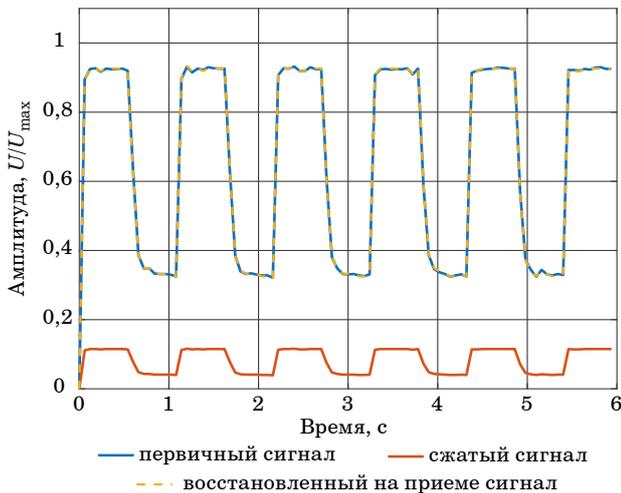
**Этап 3.** Восстановление сигналов из обработанных (сжатых) сигналов. В результате получены восстановленные сигналы, идентичные первичным.

**Этап 4.** Сравнение максимальных амплитуд первичных, обработанных и восстановленных сигналов.

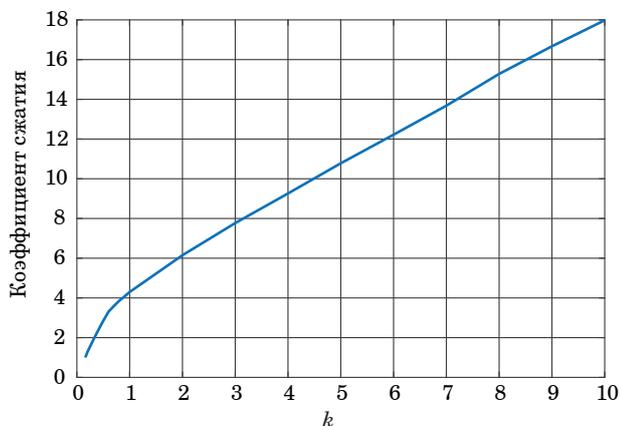
Из значений максимальных амплитуд первичных, обработанных и восстановленных сит-

налов (рис. 3) видно снижение амплитуды канального сигнала более чем в 8 раз при  $k = 3,2$ , что соответствует уменьшению используемой разрядной сетки аналого-цифрового преобразователя на 3 бита. Необходимо отметить, что результаты были получены при отсутствии внешних шумов, чем объясняется полное восстановление сигналов.

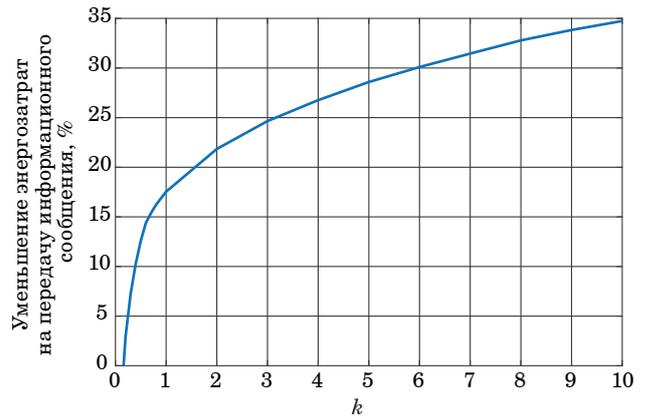
Зависимость снижения максимального уровня амплитуды обработанного сигнала по отношению к первичному (т. е. коэффициент сжатия) от значений коэффициента  $k$  на главной диагонали координирующей матрицы  $\mathbf{K}(\tau)$  (4) представлена на рис. 4. Видно, что наблюдается увеличение коэффициента сжатия сигнала от 1,05 до 18 раз при увеличении коэффициента  $k$  от 0,16 до 10. С точки зрения практического применения представляют интерес коэффициенты сжатия, соот-



■ **Рис. 3.** Осциллограммы сигналов  
 ■ **Fig. 3.** Signals' oscillograms



■ **Рис. 4.** Зависимость коэффициента сжатия от коэффициента  $k$   
 ■ **Fig. 4.** Dependence of the compression ratio on the  $k$  coefficient



■ **Рис. 5.** Уменьшение энергозатрат на передачу информационного сообщения в зависимости от значения  $k$   
 ■ **Fig. 5.** Reducing energy consumption for the transmission of an information message from  $k$  value

ветствующие степеням двойки, поскольку коэффициент сжатия  $2^N$  позволяет снизить разрядность аналого-цифрового преобразователя на  $N$  бит без изменения шага квантования.

Для оценки энергоэффективности воспользуемся метрикой бит/джоуль ( $\psi$ ) [5]:

$$\psi = \frac{C_{net}}{P_{net}},$$

где  $C_{net}$  – требуемая скорость передачи информации, бит/с;  $P_{net}$  – потребляемая мощность на передачу информации, Вт.

На основании полученных значений коэффициентов сжатия можно построить зависимость снижения затрачиваемой энергии на информационную посылку от коэффициента  $k$  (рис. 5). Само количество джоулей, затрачиваемых на передачу одного бита, прием константой.

Анализ рис. 5 показывает применимость КДИКМ для решения задачи повышения энергоэффективности в многоканальных системах с высокоррелированными сигналами: снижение энергозатрат при использовании КДИКМ достигло 33 % при  $k = 9$ . Отметим, что при  $k = 0$  система физически нереализуема, а использование  $k < 1$  с практической точки зрения нецелесообразно.

### Обсуждение

Результаты данного исследования могут применяться для информационных систем, обрабатывающих высокоррелированные данные [21, 22]. Примером таких систем могут быть сенсорные комплексы для интернета вещей [23]. Предложенный метод, в отличие от метода «обнаружения со сжатием» (compressive sensing) [24], не накладывает дополнительных огра-

ничений на класс обрабатываемых сигналов. Описанный в [25] метод сжатия сигналов подводных акустических датчиков, как и предлагаемый в настоящем исследовании, использует фильтр с предсказанием для сжатия динамического диапазона. Однако он не оценивает корреляцию сигналов многоканальной системы, что снижает, на взгляд авторов, его эффективность, а применение оптимальных фильтров повышает вычислительную сложность системы.

## Заключение

На основе модификации метода анализа однотипных многосвязных систем с голономными связями и интервального подхода разработан простой, наглядный, легко формализуемый и реализуемый с использованием вычислительных инструментов (компьютеров, спецпроцессоров, контроллеров) алгоритм синтеза нестационарного линейного КДИКМ с однотипной динамической частью.

Алгоритм позволяет оценить влияние на устойчивость КДИКМ его нестационарной динамической части как в отдельности, так и в сочетании с интервальной матрицей корреляционных межканальных связей. Определены необходимые и достаточные условия построения инвариантных нестационарных КДИКМ.

Проведенное экспериментальное исследование показало эффективность предложенного метода: значения коэффициентов сжатия сигнала составили от 1,18 до 18 раз при изменении варьируемого коэффициента прямой передачи сепаратного канала от 0,1 до 10, а энергоэффективность достигла 33 %.

## Финансовая поддержка

Исследование выполнено в рамках гранта Российского научного фонда (соглашение № 21-79-10407).

## Литература

1. Zahn F., Lammel S., Froning H. Early experiences with saving energy in direct interconnection networks. *2017 IEEE 3rd Intern. Workshop on High-Performance Interconnection Networks in the Exascale and Big-Data Era (HiPINEB)*, IEEE, 2017, pp. 33–40. doi:10.1109/HiPINEB.2017.10
2. Amutha J., Sharma S., Nagar J. WSN strategies based on sensors, deployment, sensing models, coverage and energy efficiency: Review, approaches and open issues. *Wireless Pers Commun*, 2020, vol. 111, no. 2, pp. 1089–1115. doi:10.1007/s11277-019-06903-z
3. Khanh Q. V., Hoai N. V., Manh L. D., Le A. N., Jeon G. Wireless communication technologies for IoT in 5G: Vision, applications, and challenges. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2022, pp. 1–12. doi:10.1155/2022/3229294
4. Kanoun O., Bradai S., Khriji S., Bouattour G., El Houssaini D., Ben Ammar M., Naifar S., Bouhamed A., Derbel F., Viehweger C. Energy-aware system design for autonomous wireless sensor nodes: A comprehensive review. *Sensors*, 2021, vol. 21, no. 2, p. 548. doi:10.3390/s21020548
5. Sabella D., Rapone D., Fodrini M., Cavdar C., Olsson M., Frenger P., Tombaz S. Energy management in mobile networks towards 5G. *Energy Management in Wireless Cellular and Ad-hoc Networks*, 2016, pp. 397–427. doi:10.1007/978-3-319-27568-0\_17
6. Holma H., Toskala A. *LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access*. Wiley Press, 2009. 433 p.
7. Markiewicz T. G. An energy efficient QAM modulation with multidimensional signal constellation. *International Journal of Electronics and Telecommunications*, 2016, vol. 62, no. 2, pp. 159–165. doi:10.1515/elel-2016-0022
8. Li W., Ghogho M., Zhang J., McLernon D., Lei J., Zaidi S. A. R. Design of an energy-efficient multidimensional secure constellation for 5G communications. *2019 IEEE Intern. Conf. on Communications Workshops (ICC Workshops)*, IEEE, 2019, pp. 1–6. doi:10.1109/ICCW.2019.8756862
9. Peng Y., Andrieux G., Diouris J.-F. Minimization of energy consumption for OOK transmitter through minimum energy coding. *Wireless Pers Commun*, 2022, vol. 122, no. 3, pp. 2219–2233. doi:10.1007/s11277-021-08989-w
10. Sklar B. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. 2nd ed. NJ, Prentice Hall, Upper Saddle River, 2001. 1079 p.
11. Кузнецов И. В., Филатов П. Е., Гимаев А. Н. Разработка группового кодека с дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией сигналов для многоканальных энергодефицитных систем передачи данных. *Радиотехника*, 2015, № 2, с. 87–92.
12. Bjornson E., Larsson E. G. How energy-efficient can a wireless communication system become? *2018 52nd Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, IEEE, 2018, pp. 1252–1256. doi:10.1109/ACSSC.2018.8645227
13. Кузнецов И. В., Султанов А. Х., Филатов П. Е., Смирнова Е. А. Разработка группового кодека с дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией сигналов на основе разностной схемы остатков предсказания. *Радиотехника*, 2017, № 2, с. 23–30.
14. Воронков Г. С., Филатов П. Е., Султанов А. Х., Кутлуров Р. В., Виноградова И. Л., Кузнецов И. В. По-

- вышение эффективности многоканальных систем связи за счет координирования канальных сигналов. *Сб. тр. ИТНТ-2019*, Самара, Новая техника, 2019, с. 193–198.
15. Кузнецов И. В., Султанов А. Х. *Координированное управление динамическими объектами в сложных технических системах*. Уфа, УГАТУ, 2012. 207 с.
16. Ильясов Б. Г., Кабальнов Ю. С. Исследование устойчивости однотипных многосвязных систем автоматического управления с голономными связями между подсистемами. *Автоматика и телемеханика*, 1995, № 8, с. 82–90.
17. Меерова М. В. *Системы многосвязного регулирования*. М., Наука, 1965. 384 с.
18. Бесекерский В. А., Попов Е. П. *Теория систем автоматического регулирования*. СПб., Профессия, 2004. 768 с.
19. ESP32. [https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32\\_datasheet\\_en.pdf](https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf) (дата обращения: 05.07.2023).
20. Babiuch M., Folytynek P., Smutny P. Using the ESP32 Microcontroller for data processing. *2019 20th Intern. Carpathian Control Conf. (ICCC)*, IEEE, 2019, pp. 1–6. doi:10.1109/CarpathianCC.2019.8765944
21. Zhou X., Yang X., Ma J., Wang K. I.-K. Energy-efficient smart routing based on link correlation mining for wireless edge computing in IoT. *IEEE Internet Things J.*, 2022, vol. 9, no. 16, pp. 14988–14997. doi:10.1109/JIOT.2021.3077937
22. Ganesan A., Rao J., Shin K. Exploiting consistency among heterogeneous sensors for vehicle anomaly detection. *WCXTM 17: SAE World Congress Experience*, 2017, pp. 2017-01–1654. doi:10.4271/2017-01-1654
23. Mao W., Zhao Z., Chang Z., Min G., Gao W. Energy-efficient industrial Internet of Things: Overview and open issues. *IEEE Trans. Ind. Inf.*, 2021, vol. 17, no. 11, pp. 7225–7237. doi:10.1109/TII.2021.3067026
24. Bao Y., Tang Z., Li H. Compressive-sensing data reconstruction for structural health monitoring: A machine-learning approach. *Structural Health Monitoring*, 2020, vol. 19, no. 1, pp. 293–304. doi:10.1177/1475921719844039
25. Kim Y. G., Kim D. G., Kim K., Choi C.-H., Park N. I., Kim H. K. An efficient compression method of underwater acoustic sensor signals for underwater surveillance. *Sensors*, 2022, vol. 22, no. 9, p. 3415. doi:10.3390/s22093415

UDC 303.833.4

doi:10.31799/1684-8853-2023-5-22-32

EDN: GJSXYX

### Developing an algorithm for the synthesis of non-stationary coordinated convolutional codec by means of constructing interval homogeneous multi-connected systems

V. V. Ivanov<sup>a</sup>, Post-Graduate Student, Junior Researcher, orcid.org/0000-0002-4716-9466G. S. Voronkov<sup>a</sup>, PhD, Tech., Senior Researcher, orcid.org/0000-0002-8788-2696I. V. Kuznetsov<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, orcid.org/0009-0009-2804-6194, igor.kuznetsov-kiw@mail.ru<sup>a</sup>Ufa University of Science and Technology, 32, Z. Validi St., Ufa, 450076, Russian Federation

**Introduction:** Within the problem of constructing energy-efficient communication systems it is necessary to solve the task of developing an algorithm that synthesizes non-stationary coordinated codecs on the condition of ensuring their asymptotic stability. The relevance of the study is in insufficient elaboration of the topic within the framework of building coordinated codecs for non-stationary signals and processes, and in the necessity to search for visual and convenient methods for synthesizing such devices. **Purpose:** To develop a relatively simple (from a computational point of view) algorithm that synthesizes coordinated codecs with non-stationary processes and signals occurring in them. **Methods:** The synthesis of the codec transfer functions is substantiated by the need to maintain the stability of the system as a whole which is based on assumptions about the properties of the transmitted signals, and by the need to ensure the holonomy of connections between separate channels when using the interval approach in assessing the non-stationarity of the processed signals. **Results:** We design the algorithm to synthesize a multi-channel coordinated codec of non-stationary signals, which makes it possible to reduce the dynamic range of signals transmitted into the communication channel. The advantage of the algorithm is that its computational complexity is independent of the order of the differential equation for the dynamic part of the codec. The algorithm allows us to evaluate the impact of its non-stationary dynamic part on the stability of the codec, both individually and in symbiosis, with an interval matrix of correlation interchannel connections. The conditions for constructing invariant non-stationary coordinated codecs of differential pulse-code modulation with the same type of dynamic part are determined. A numerical example and experimental results confirm the theoretical constructions. **Practical relevance:** The described method significantly simplifies the procedure for the synthesis and development of coordinated group codecs for the communication systems that experience energy shortage. Using such codecs makes it possible to reduce the bit grid of primary signals and, accordingly, to reduce the bit rate of data transmission without losing communication quality. Also, the developed algorithm can be implemented in controlling non-stationary signal processing operations in adaptive encoding devices.

**Keywords** – energy efficiency, pulse code modulator, non-stationary processes, interval homogeneous systems, system stability, multi-loop systems, multichannel systems.

**For citation:** Ivanov V. V., Voronkov G. S., Kuznetsov I. V. Developing an algorithm for the synthesis of non-stationary coordinated convolutional codec by means of constructing interval homogeneous multi-connected systems. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2023, no. 5, pp. 22–32 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2023-5-22-32, EDN: GJSXYX

#### Financial support

This work was funded under the grant of the Russian Science Foundation (Project No. 21-79-10407).

## References

- Zahn F., Lammel S., Froning H. Early experiences with saving energy in direct interconnection networks. *2017 IEEE 3rd Intern. Workshop on High-Performance Interconnection Networks in the Exascale and Big-Data Era (HiPINEB)*, IEEE, 2017, pp. 33–40. doi:10.1109/HiPINEB.2017.10
- Amutha J., Sharma S., Nagar J. WSN strategies based on sensors, deployment, sensing models, coverage and energy efficiency: Review, approaches and open issues. *Wireless Pers Commun*, 2020, vol. 111, no. 2, pp. 1089–1115. doi:10.1007/s11277-019-06903-z
- Khanh Q. V., Hoai N. V., Manh L. D., Le A. N., Jeon G. Wireless communication technologies for IoT in 5G: Vision, applications, and challenges. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2022, pp. 1–12. doi:10.1155/2022/3229294
- Kanoun O., Bradai S., Khriji S., Bouattour G., El Houssaini D., Ben Ammar M., Naifar S., Bouhamed A., Derbel F., Viehweger C. Energy-aware system design for autonomous wireless sensor nodes: A comprehensive review. *Sensors*, 2021, vol. 21, no. 2, p. 548. doi:10.3390/s21020548
- Sabella D., Rapone D., Fodrini M., Cavdar C., Olsson M., Frenger P., Tombaz S. Energy management in mobile networks towards 5G. *Energy Management in Wireless Cellular and Ad-hoc Networks*, 2016, pp. 397–427. doi:10.1007/978-3-319-27568-0\_17
- Holma H., Toskala A. *LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access*. Wiley Press, 2009. 433 p.
- Markiewicz T. G. An energy efficient QAM modulation with multidimensional signal constellation. *International Journal of Electronics and Telecommunications*, 2016, vol. 62, no. 2, pp. 159–165. doi:10.1515/eletel-2016-0022
- Li W., Ghogho M., Zhang J., McLernon D., Lei J., Zaidi S. A. R. Design of an energy-efficient multidimensional secure constellation for 5G communications. *2019 IEEE Intern. Conf. on Communications Workshops (ICC Workshops)*, IEEE, 2019, pp. 1–6. doi:10.1109/ICCW.2019.8756862
- Peng Y., Andrieux G., Diouris J.-F. Minimization of energy consumption for OOK transmitter through minimum energy coding. *Wireless Pers Commun*, 2022, vol. 122, no. 3, pp. 2219–2233. doi:10.1007/s11277-021-08989-w
- Sklar B. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. 2nd ed. NJ, Prentice Hall, Upper Saddle River, 2001. 1079 p.
- Kuznetsov I. V., Filatov P. E., Gimaev A. N. Research and development of clustered DPCM signals for multichannel power-short data transmitting systems. *Journal Radioengineering*, 2015, no. 2, pp. 87–92 (In Russian).
- Bjornson E., Larsson E. G. How energy-efficient can a wireless communication system become? *2018 52nd Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, IEEE, 2018, pp. 1252–1256. doi:10.1109/ACSSC.2018.8645227
- Kuznetsov I. V., Sultanov A. H., Filatov P. E., Smirnova E. A. The group codec with differential pulse modulation on the basis of the differential scheme of transformation of the remains of a prediction design. *Journal Radioengineering*, 2017, no. 2, pp. 23–30 (In Russian).
- Voronkov G. S., Filatov P. E., Sultanov A. Kh., Kutluyarov R. V., Vinogradova I. L., Kuznetsov I. V. Improving the efficiency of multichannel systems based on the coordination of channel signals. *ITNT Proc.*, Samara, Novaya tekhnika Publ., 2019, pp. 193–198 (In Russian).
- Kuznetsov I. V., Sultanov A. H. *Koordinirovannoe upravlenie dinamiceskimi obektami v slozhnykh tekhnicheskikh sistemah* [Coordinated control of dynamic objects in complex technical systems]. Ufa, Ufimskij gosudarstvennyj aviacionnyj tekhnicheskij universitet Publ., 2012. 207 p. (In Russian).
- Ilyasov B. G., Kabalnov Yu. S. Investigation of stability of single-type multilink automatic control systems with holonomic links. *Automation and Remote Control*, 1995, no. 8, pp. 82–90 (In Russian).
- Meerov M. V. *Sistemy mnogosvyaznogo regulirovaniya* [Multilink control systems]. Moscow, Nauka Publ., 1965. 384 p. (In Russian).
- Besekerskij V. A., Popov E. P. *Teoriya sistem avtomaticheskogo regulirovaniya* [Theory of automatic control systems]. Saint-Petersburg, Professiya Publ., 2004. 768 p. (In Russian).
- ESP32. Available at: [https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32\\_datasheet\\_en.pdf](https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf) (accessed 5 July 2023).
- Babiuch M., Foltynek P., Smutny P. Using the ESP32 Microcontroller for data processing. *2019 20th Intern. Carpathian Control Conf. (ICCC)*, IEEE, 2019, pp. 1–6. doi:10.1109/CarpathianCC.2019.8765944
- Zhou X., Yang X., Ma J., Wang K. I.-K. Energy-efficient smart routing based on link correlation mining for wireless edge computing in IoT. *IEEE Internet Things J.*, 2022, vol. 9, no. 16, pp. 14988–14997. doi:10.1109/JIOT.2021.3077937
- Ganesan A., Rao J., Shin K. Exploiting consistency among heterogeneous sensors for vehicle anomaly detection. *WCXTM 17: SAE World Congress Experience*, 2017, pp. 2017-01–1654. doi:10.4271/2017-01-1654
- Mao W., Zhao Z., Chang Z., Min G., Gao W. Energy-efficient industrial Internet of Things: Overview and open issues. *IEEE Trans. Ind. Inf.*, 2021, vol. 17, no. 11, pp. 7225–7237. doi:10.1109/TII.2021.3067026
- Bao Y., Tang Z., Li H. Compressive-sensing data reconstruction for structural health monitoring: A machine-learning approach. *Structural Health Monitoring*, 2020, vol. 19, no. 1, pp. 293–304. doi:10.1177/1475921719844039
- Kim Y. G., Kim D. G., Kim K., Choi C.-H., Park N. I., Kim H. K. An efficient compression method of underwater acoustic sensor signals for underwater surveillance. *Sensors*, 2022, vol. 22, no. 9, p. 3415. doi:10.3390/s22093415

## УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

Научная электронная библиотека (НЭБ) продолжает работу по реализации проекта SCIENCE INDEX. После того как Вы регистрируетесь на сайте НЭБ (<http://elibrary.ru/defaultx.asp>), будет создана Ваша личная страничка, содержание которой составят не только Ваши персональные данные, но и перечень всех Ваших печатных трудов, имеющих в базе данных НЭБ, включая диссертации, патенты и тезисы к конференциям, а также сравнительные индексы цитирования: РИНЦ (Российский индекс научного цитирования), h (индекс Хирша) от Web of Science и h от Scopus. После создания базового варианта Вашей персональной страницы Вы получите код доступа, который позволит Вам редактировать информацию, помогая создавать максимально объективную картину Вашей научной активности и цитирования Ваших трудов.



## Улучшенная граница вероятности ошибки при оптимальном приеме в канале с межсимвольной интерференцией

А. Н. Трофимов<sup>а</sup>, канд. техн. наук, доцент, [orcid.org/0000-0003-1233-5222](https://orcid.org/0000-0003-1233-5222), [andrei.trofimov@k36.org](mailto:andrei.trofimov@k36.org)

Ф. А. Таубин<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор, [orcid.org/0000-0002-8781-9531](https://orcid.org/0000-0002-8781-9531)

<sup>а</sup>Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Б. Морская ул., 67, Санкт-Петербург, 190000, РФ

**Введение:** межсимвольная интерференция является одним из существенных факторов, определяющих помехоустойчивость и сложность реализации высокоскоростных систем передачи данных и систем хранения данных, использующих каналы записи с высокой плотностью. Традиционный анализ помехоустойчивости оптимального приемника для каналов с межсимвольной интерференцией базируется на применении аддитивной границы и границы Чернова и (или) ее модификаций, но точность границы Чернова во многих ситуациях оказывается неприемлемой. **Цель:** улучшить верхнюю границу вероятности ошибки посредством замены границы Чернова точным значением попарной вероятности ошибки, вычисляемым с использованием аппарата характеристических функций. **Результаты:** полученная в работе улучшенная верхняя граница вероятности ошибки для оптимального приемника в канале с межсимвольной интерференцией обеспечивает более высокую точность, чем предложенные ранее границы, обладая при этом вполне приемлемой сложностью вычисления. Как показывают численные примеры, выигрыш по точности может достигать одного порядка. Более того, имеется хорошее соответствие и даже практически полное совпадение результатов моделирования и улучшенной верхней границы. Это соответствие наблюдается в широком диапазоне значений отношения сигнал/шум, включая область малых значений отношения сигнал/шум, для которых известные границы оказываются очень грубыми. **Практическая значимость:** полученная в работе верхняя граница вероятности ошибки позволяет заметно улучшить обменные соотношения между отношением сигнал/шум и помехоустойчивостью для каналов с межсимвольной интерференцией и тем самым повысить надежность и адекватность технических решений, направленных на рациональный выбор между повышением скорости передачи (или плотности записи) и степенью влияния межсимвольной интерференции.

**Ключевые слова** – прием по максимуму правдоподобия, аддитивная граница вероятности ошибки, попарная вероятность ошибки, характеристическая функция, канал с межсимвольной интерференцией.

**Для цитирования:** Трофимов А. Н., Таубин Ф. А. Улучшенная граница вероятности ошибки при оптимальном приеме в канале с межсимвольной интерференцией. *Информационно-управляющие системы*, 2023, № 5, с. 33–42. doi:10.31799/1684-8853-2023-5-33-42, EDN: MDHOXU

**For citation:** Trofimov A. N., Taubin F. A. Improved bound on optimal reception error probability for an intersymbol interference channel. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2023, no. 5, pp. 33–42 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2023-5-33-42, EDN: MDHOXU

### Введение

Межсимвольная интерференция (МСИ), возникающая вследствие присущему некоторым передающим средам и средам хранения данных рассеянию энергии передаваемого и (или) хранимого сигнала, является одним из важных факторов, определяющих помехоустойчивость и сложность реализации как высокоскоростных систем передачи данных, так и систем хранения с высокой плотностью данных. Среди систем передачи данных, для которых проблемы, связанные с анализом доминирующего влияния МСИ и методов ее компенсации, являются весьма значимыми, можно выделить три важных класса.

Во-первых, это беспроводные системы связи сантиметрового и миллиметрового диапазонов [1–6], а также системы связи видимого света, использующие видимый диапазон оптического из-

лучения (от 380 до 780 нм) в качестве среды передачи данных с помощью светодиодов (LED) [7–9]. В этих беспроводных системах МСИ порождает весьма существенной многолучевостью, на которую накладываются замирания и (или) доплеровское рассеяние передаваемых сигналов. Второй класс образуют волоконно-оптические системы связи. МСИ в волоконно-оптических системах возникает вследствие дисперсионных искажений оптического сигнала при распространении по волокну как диэлектрическому круглому волноводу оптического диапазона. При высокой скорости (порядка 40 Гбит/с и выше) МСИ сопровождается эффектом нелинейного распространения оптического сигнала, порождающего внутриканальную перекрестную фазовую модуляцию при мультиплексировании с разделением по длине волны [10–13]. В качестве третьего класса систем передачи, в которых влияние МСИ

относительно остальных искажений (например, теплового шума и (или) временного джиттера) на помехоустойчивость и сложность реализации является доминирующим, следует выделить повсеместно используемые проводные высокоскоростные соединительные устройства. Среди них можно назвать проводные сетевые подключения и объединительные платы при передаче 10-гигабитного Ethernet [14, 15] и шины, соединяющие между собой микросхемы [16], например 10-сантиметровый встроенный микрополосковый межблочный кабель, а также беспроводные шины [17]. Скорость передачи в таких соединительных устройствах находится в диапазоне от нескольких гигабит в секунду до нескольких десятков гигабит в секунду, что приводит к появлению весьма сильной МСИ с глубиной несколько десятков тактовых интервалов.

Существенное влияние МСИ в современных системах хранения данных в наибольшей степени характерно для систем записи на жесткие диски и перспективных голографических систем хранения данных. В жестких дисках данные хранятся в наногранулярной тонкой магнитной пленке, которая наносится напылением на обе стороны подложки диска. Как правило, один бит данных хранится в домене прямоугольной формы, содержащем 20–30 намагниченных гранул размером около 10 нм. Количество гранул в домене определяет уровень считываемого сигнала. Поскольку размер домена обычно меньше размера головки считывающего устройства, считываемый сигнал содержит информацию не только о считываемом бите, но и о соседних битах, что приводит к появлению МСИ.

Для достижения сверхвысокой плотности хранения данных — порядка нескольких терабит на квадратный дюйм — в современных жестких дисках используется несколько недавно разработанных передовых технологий, позволяющих повысить плотность записи. Среди них наиболее продвинутыми являются технология записи, основанная на битовых шаблонах [18, 19], и двумерная магнитная запись [20] в сочетании с технологией черепичной записи [21]. При использовании этих технологий вместо традиционной организации носителя в виде совокупности доменов, содержащих случайное количество гранул, носитель организован как упорядоченный массив изолированных магнитных островков с литографическим рисунком, каждый из которых хранит 1 бит. При повышении плотности записи, достигаемой за счет уменьшения расстояния между магнитными островками, появляется двумерная межсимвольная интерференция (2D МСИ) [20, 22].

Отметим, что, как правило, сложность реализации оптимальных схем вынесения решений при наличии двумерной межсимвольной интер-

ференции оказывается неприемлемо высокой. В этой связи был предложен ряд схем приема в канале с двумерной межсимвольной интерференцией, базирующихся на преобразовании каким-либо образом эффекта двумерной межсимвольной интерференции в некоторую подходящим образом подобранную классическую модель с одномерной интерференцией. Один из часто используемых подходов — отдельный учет интерференции по столбцам и строкам обрабатываемой двумерной матрицы выходного сигнала.

Классическая модель канала с одномерной МСИ включает линейный фильтр с постоянной во времени конечной импульсной характеристикой и аддитивный белый гауссов шум (АБГШ), действующий на выходе фильтра (см., например, [23–26]). Такая модель является достаточно адекватной для проводных высокоскоростных соединений и волоконно-оптических систем при умеренной скорости передачи, а также для беспроводных систем передачи со сравнительно медленно меняющимися параметрами канала, что позволяет использовать в приемнике текущие оценки меняющихся параметров канала.

Традиционный метод анализа помехоустойчивости оптимального приемника, реализующего алгоритм приема по максимуму правдоподобия (МП), в канале с МСИ состоит в использовании аддитивной границы [23–26]. При этом попарные вероятности ошибки оцениваются сверху посредством границы Чернова и (или) ее модификаций, точность которых во многих ситуациях оказывается недостаточной [24]. Предложенный в настоящей работе подход, состоящий в получении точного выражения для попарной вероятности ошибки применительно к каналу с МСИ, основан на использовании аппарата характеристических функций для логарифма отношения правдоподобия, что позволяет представить попарную вероятность ошибки в виде определенного интеграла. Применение аддитивной границы к этим интегральным выражениям и использование диаграммы состояний для ошибочных последовательностей позволяет получить итоговое выражение для границы вероятности ошибки, значение которого удается вычислить путем одномерного численного интегрирования с требуемой точностью.

## Модель и обозначения

В настоящей работе рассматривается классическая стандартная модель канала с постоянной во времени линейной МСИ [23–26], который определяется некоторым линейным фильтром с импульсной переходной характеристикой  $g(t)$ . Предполагается, что передача ведется с использованием двоичных

противоположных сигналов  $s_0(t) = s(t)$  и  $s_1(t) = -s(t)$ , где  $s(t)$  — сигнальная функция, заданная на интервале  $[0, T]$  и тождественно равная нулю вне этого интервала. Последовательность сигналов на входе канала имеет вид

$$s(t, \mathbf{x}) = \sum_{l=0}^{N-1} x^{(l)} s(t - lT), \quad (1)$$

где  $\mathbf{x} = (x^{(0)}, x^{(1)}, \dots, x^{(L)}, \dots, x^{(N-1)})$ ,  $x^{(l)} = \pm 1$  — информационная последовательность независимых случайных величин, равновероятно принимающих значения  $\pm 1$ . Кроме того, предполагается, что  $x^{(l)} = 0$  при  $l < 0$ . На выходе канала наблюдается выходной сигнал  $y(t) = s(t, \mathbf{x}) * g(t) + n(t)$ , где  $n(t)$  — АБГШ со спектральной плотностью мощности  $N_0/2$ ;  $*$  — обозначение операции интегральной свертки. С использованием равенства (1) можно записать

$$y(t) = \left( \sum_{l=0}^{N-1} x^{(l)} s(t - lT) \right) * g(t) + n(t) = \sum_{l=0}^{N-1} x^{(l)} s(t - lT) * g(t) + n(t) = \sum_{l=0}^{N-1} x^{(l)} h(t - lT) + n(t),$$

где  $h(t) = s(t) * g(t)$ . Далее будем полагать, что функция  $h(t)$  имеет эффективную длительность  $LT$ , где  $L$  — целое число, т. е.  $h(t) = 0$  или близка к нулю с достаточной точностью при  $t \geq L$ . Заметим, что случай  $L = 1$  означает отсутствие межсимвольной интерференции, поэтому далее всюду рассматривается случай  $L \geq 2$ .

Обозначим сигнальную последовательность на выходе фильтра канала как

$$v(t, \mathbf{x}) = \sum_{l=0}^{N-1} x^{(l)} h(t - lT). \quad (2)$$

Тогда выходной сигнал канала с МСИ может быть представлен как

$$y(t) = v(t, \mathbf{x}) + n(t). \quad (3)$$

Каждая сигнальная последовательность  $v(t, \mathbf{x})$  однозначно определяется информационной последовательностью  $\mathbf{x}$ . Поэтому множество всех возможных сигналов  $v(t, \mathbf{x})$  конечно и содержит  $2^N$  элементов. Для этого множества существует ортонормированный функциональный базис размерности  $D \leq 2^N$ . Следовательно, для равенства (3) существует  $D$ -мерное представление

$$\mathbf{y} = \mathbf{v}(\mathbf{x}) + \mathbf{n},$$

где  $\mathbf{n}$  — гауссов случайный  $D$ -мерный вектор с независимыми компонентами. Тогда оптималь-

ное решающее правило, или правило МП, может быть представлено как

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \max_{\mathbf{x} \in \{+1, -1\}^N} p(\mathbf{y} | \mathbf{v}(\mathbf{x})), \quad (4)$$

где

$$p(\mathbf{y} | \mathbf{v}(\mathbf{x})) = \left( \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \right)^D \exp \left( -\frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{v}(\mathbf{x})\|^2}{N_0} \right). \quad (5)$$

Оптимальное решающее правило (4) может быть [26] переформулировано как

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \max_{\mathbf{x} \in \{+1, -1\}^N} \sum_{k=0}^{N-1} m_d(r^{(k)}; x^{(k)}, x^{(k-1)}, \dots, x^{(k-L+1)}), \quad (6)$$

где  $r^{(k)} = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) h(t - kT) dt$ , а

$$m_d(r^{(k)}; x^{(k)}, x^{(k-1)}, \dots, x^{(k-L+1)}) = 2r^{(k)} x^{(k)} - (x^{(k)})^2 h_0 - 2x^{(k)} \sum_{i=1}^{L-1} h_i x^{(k-i)}$$

и

$$h_i = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) h(t - iT) dt. \quad (7)$$

Заметим, что  $h_i = 0$  при  $i \geq L$ . На практике оптимальное решающее правило (6) обычно реализуется в виде алгоритма Витерби на решетке с  $2^{L-1}$  состояниями.

### Точная аддитивная граница вероятности ошибки

Для рассматриваемой модели передачи попарная вероятность ошибки представляет собой вероятность того, что для пары информационных последовательностей значение правдоподобия для переданной последовательности меньше, чем для иной (неправильной) последовательности. Традиционный подход состоит в том, что вероятность ошибки для двух последовательностей обычно оценивается сверху, а затем эти оценки для всех возможных попарных вероятностей суммируются и дают окончательный результат для аддитивной границы в замкнутой форме. В настоящей работе представлен метод *точного* вычисления аддитивной границы вероятности ошибки для оптимального приема в канале с МСИ. Техника получения границы основана на построении *точного* вы-

ражения для попарной вероятности ошибки с использованием характеристических функций логарифмов отношений правдоподобия, которое имеет вид определенного интеграла. Эти интегральные выражения далее используются в качестве слагаемых в аддитивной границе. Использование диаграммы состояний для ошибочных последовательностей позволяет получить итоговое выражение, значение которого удается определить численным интегрированием с желаемой точностью.

Рассмотрим передачу одной из двух информационных последовательностей  $\mathbf{x}$  и  $\mathbf{x}'$ . Пусть  $\Pr[\mathbf{x} \rightarrow \mathbf{x}' | \mathbf{x}]$  – вероятность решения в пользу последовательности  $\mathbf{x}'$  при условии передачи последовательности  $\mathbf{x}$ , т. е. попарная вероятность ошибки. Тогда при условии, что решение принимается по МП (4), можно записать

$$\begin{aligned} \Pr[\mathbf{x} \rightarrow \mathbf{x}' | \mathbf{x}] &= \Pr\left[\frac{p(\mathbf{y} | \mathbf{v}(\mathbf{x}'))}{p(\mathbf{y} | \mathbf{v}(\mathbf{x}))} > 1 \mid \mathbf{x}\right] = \\ &= \Pr\left[\ln \frac{p(\mathbf{y} | \mathbf{v}(\mathbf{x}'))}{p(\mathbf{y} | \mathbf{v}(\mathbf{x}))} > 0 \mid \mathbf{x}\right]. \end{aligned}$$

С использованием результатов [27, 28] можно получить

$$\begin{aligned} \Pr[\mathbf{x} \rightarrow \mathbf{x}' | \mathbf{x}] &= \Pr\left[\frac{p(\mathbf{y} | \mathbf{v}(\mathbf{x}'))}{p(\mathbf{y} | \mathbf{v}(\mathbf{x}))} > 1 \mid \mathbf{x}\right] = \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \operatorname{Re} \frac{C(\alpha - j\beta; \mathbf{x}, \mathbf{x}')}{\beta + j\alpha} d\alpha, \end{aligned} \quad (8)^1$$

где  $C(\omega; \mathbf{x}, \mathbf{x}')$  – характеристическая функция случайной величины  $z(\mathbf{y}; \mathbf{x}, \mathbf{x}') = \ln(p(\mathbf{y} | \mathbf{v}(\mathbf{x}')) / p(\mathbf{y} | \mathbf{v}(\mathbf{x})))$ , т. е.

$$\begin{aligned} C(\omega; \mathbf{x}, \mathbf{x}') &= \overline{e^{j\omega z(\mathbf{y}; \mathbf{x}, \mathbf{x}')}} = \\ &= \int_{\mathbb{R}^D} p(\mathbf{y} | \mathbf{v}(\mathbf{x}))^{j\omega} p(\mathbf{y} | \mathbf{v}(\mathbf{x}'))^{1-j\omega} d\mathbf{y}, \end{aligned}$$

где черта сверху означает усреднение по вектору  $\mathbf{y}$ , распределенному в соответствии с функцией плотности вероятности  $p(\mathbf{y} | \mathbf{v}(\mathbf{x}))$ . Используя выражение (5), можно показать, что

$$C(\omega; \mathbf{x}, \mathbf{x}') = \exp\left(-\frac{j\omega(1-j\omega)\|\mathbf{v}(\mathbf{x}') - \mathbf{v}(\mathbf{x})\|^2}{N_0}\right). \quad (9)$$

Рассмотрим далее выражение  $\|\mathbf{v}(\mathbf{x}') - \mathbf{v}(\mathbf{x})\|^2$ . С учетом равенства (2) можно показать, что

<sup>1</sup> Выражение (8) справедливо в рассматриваемом случае для любых значений свободного параметра  $\beta > 0$ ; для практических вычислений удобным оказывается значение  $\beta = 1/2$  [27, 28].

$$\|\mathbf{v}(\mathbf{x}') - \mathbf{v}(\mathbf{x})\|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (v(t, \mathbf{x}') - v(t, \mathbf{x}))^2 dt = \mathbf{e}\mathbf{H}\mathbf{e}^T,$$

где  $\mathbf{e} = \mathbf{x}' - \mathbf{x}$ ;  $\mathbf{H} = [H_{ik}]$  – квадратная матрица порядка  $N$ ,  $H_{ik} = h_{|i-k|}$ ,  $i, k = 0, 1, \dots, N-1$ , а величины  $h_i$  определены равенством (7). Поэтому можно записать

$$C(\omega; \mathbf{x}, \mathbf{x}') = C(\omega; \mathbf{e}), \quad (10)$$

где

$$C(\omega; \mathbf{e}) = \exp\left(-\frac{j\omega(1-j\omega)\mathbf{e}\mathbf{H}\mathbf{e}^T}{N_0}\right), \quad (11)$$

а также  $\Pr[\mathbf{x} \rightarrow \mathbf{x}' | \mathbf{x}] = \Pr[\mathbf{0}_N \rightarrow \mathbf{e} | \mathbf{0}_N]$ , где  $\mathbf{0}_N$  – нулевая последовательность длины  $N$ . Это равенство означает, что для вычисления попарной вероятности ошибки вместо последовательностей *реальных* информационных последовательностей  $\mathbf{x}, \mathbf{x}' \in \{+1, -1\}^N$  на входе канала можно рассматривать *виртуальные* последовательности  $\mathbf{0}_N$  и  $\mathbf{e} \in \{-2, 0, +2\}^N$ . Обозначим далее  $P(\mathbf{e}) = \Pr[\mathbf{0}_N \rightarrow \mathbf{e} | \mathbf{0}_N]$ . Используя равенства (8), (9) и (11), получаем

$$P(\mathbf{e}) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \operatorname{Re} \frac{C(\alpha - j\beta; \mathbf{e})}{\beta + j\alpha} d\alpha. \quad (12)$$

Далее будем использовать обозначение  $\mathbf{e}_p^q = (e^{(p)}, e^{(p+1)}, \dots, e^{(q-1)}, e^{(q)})$  для указания сегмента последовательности  $\mathbf{e}$ ,  $p, q = 0, 1, \dots, N-1$ ,  $q \geq p$ . Рассмотрим выражение  $\mathbf{e}\mathbf{H}\mathbf{e}^T$  в показателе экспоненты в правой части (11). Поскольку  $h_i = 0$  при  $i \geq L$ , то матрица  $\mathbf{H} = [H_{ik}] = h_{|i-k|}$ ,  $i, k = 0, 1, \dots, N-1$ , имеет полосовую структуру. С учетом этого можно показать, что  $\mathbf{e}\mathbf{H}\mathbf{e}^T = \sum_{k=0}^{N-1} m(\mathbf{e}_{k-L+1}^k)$ , а слагаемые в этой сумме вычисляются как

$$\begin{aligned} m(\mathbf{e}_{k-L+1}^k) &= m(e^{(k-L+1)}, e^{(k-L+2)}, \dots, e^{(k-1)}, e^{(k)}) = \\ &= (e^{(k)})^2 h_0 - 2e^{(k)} \sum_{i=1}^{L-1} h_i e^{(k-i)}, \end{aligned} \quad (13)$$

и по определению  $e^{(i)} = 0$  при  $i < 0$ . Поэтому равенство (11) может быть представлено как

$$\begin{aligned} C(\omega; \mathbf{e}) &= \exp\left(-\frac{j\omega(1-j\omega) \sum_{k=0}^{N-1} m(\mathbf{e}_{k-L+1}^k)}{N_0}\right) = \\ &= \prod_{k=0}^{N-1} \exp\left(-\frac{j\omega(1-j\omega)m(\mathbf{e}_{k-L+1}^k)}{N_0}\right). \end{aligned} \quad (14)$$

В общем виде функция  $m(\cdot)$  из равенства (13) определяется для аргумента  $\mathbf{u} = (u^{(1)}, u^{(2)}, \dots, u^{(L)}) \in \{-2, 0, +2\}^L$  следующим образом:

$$m(\mathbf{u}) = m(u^{(1)}, u^{(2)}, \dots, u^{(L-1)}, u^{(L)}) = (u^{(L)})^2 h_0 - 2u^{(L)} \sum_{i=1}^{L-1} h_i u^{(L-i)}. \quad (15)$$

Рассмотрим сегмент  $\mathbf{e}_{k-L+1}^k = (e^{(k-L+1)}, \dots, e^{(k-1)}, e^{(k)})$  длиной  $L$  и два его (перекрывающихся при  $L > 2$ ) сегмента  $\mathbf{e}_{k-L+1}^{k-1} = (e^{(k-L+1)}, \dots, e^{(k-1)}, e^{(k-1)})$  и  $\mathbf{e}_{k-L+2}^k = (e^{(k-L+2)}, \dots, e^{(k-1)}, e^{(k)})$  длиной  $L-1$ . Очевидно, что имеется однозначное соответствие между вектором  $\mathbf{e}_{k-L+1}^k$  и парой векторов  $(\mathbf{e}_{k-L+1}^{k-1}, \mathbf{e}_{k-L+2}^k)$ . Определим векторы  $\mathbf{a}, \mathbf{b} \in \{-2, 0, +2\}^{L-1}$  и назовем их состояниями. Назовем состояния  $\mathbf{a} = (a^{(1)}, a^{(2)}, \dots, a^{(L-1)})$  и  $\mathbf{b} = (b^{(1)}, b^{(2)}, \dots, b^{(L-1)})$  смежными, если  $\mathbf{a}_2^{L-1} = \mathbf{b}_1^{L-2}$ , и будем обозначать это свойство как  $\mathbf{a} \mapsto \mathbf{b}$ . Определим функцию  $c(\omega; \mathbf{a}, \mathbf{b})$ , где  $\mathbf{a}, \mathbf{b} \in \{-2, 0, +2\}^{L-1}$ , как

$$c(\omega; \mathbf{a}, \mathbf{b}) = \begin{cases} \exp\left(-\frac{j\omega(1-j\omega)m(\mathbf{e})}{N_0}\right), & \text{если } \mathbf{a} \mapsto \mathbf{b} \text{ и } \mathbf{e} = (\mathbf{a}, b^{(L-1)}) = (a^{(1)}, \mathbf{b}); \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (16)$$

Поясним это определение примером. Пусть  $L = 4$ ,  $\mathbf{a} = (2, 0, -2)$ ,  $\mathbf{b} = (0, -2, 2)$ . В этом случае  $\mathbf{a}_2^{L-1} = \mathbf{a}_2^3 = (0, -2)$ ,  $\mathbf{b}_1^{L-2} = \mathbf{b}_1^2 = (0, -2)$ , т. е.  $(2, 0, -2) \mapsto (0, -2, 2)$ , так как выполняется условие  $\mathbf{a}_2^{L-1} = \mathbf{b}_1^{L-2}$ . Это значит, что  $c(\omega; \mathbf{a}, \mathbf{b}) = \exp(-j\omega(1-j\omega)m(\mathbf{e})/N_0)$ , где  $\mathbf{e} = (\mathbf{a}, b^{(3)}) = (a^{(1)}, \mathbf{b}) = (2, 0, -2, 2)$ . Если же, например,  $\mathbf{a} = (2, 0, -2)$ , но  $\mathbf{b} = (0, 0, 2)$ , то  $\mathbf{a}_2^{L-1} \neq \mathbf{b}_1^{L-2}$ , т. е. эти состояния не смежные, и тогда  $c(\omega; \mathbf{a}, \mathbf{b}) = 0$ .

Тогда равенство (14) можно переписать в виде  $C(\omega; \mathbf{e}) = \prod_{k=1}^{N-1} c(\omega; \mathbf{e}_{k-L+1}^{k-1}, \mathbf{e}_{k-L+2}^k)$ , и вероятность (12) с учетом этого выражения и формулы (10) может быть представлена как

$$P(\mathbf{e}) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \operatorname{Re} \frac{\prod_{k=1}^{N-1} c(\alpha - j\beta; \mathbf{e}_{k-L+1}^{k-1}, \mathbf{e}_{k-L+2}^k)}{\beta + j\alpha} d\alpha, \quad (17)$$

где функция  $c(\omega; \cdot, \cdot)$  определена формулой (16). Заметим, что последовательность  $\mathbf{e} = (e^{(1)}, e^{(2)}, \dots, e^{(k)}, \dots, e^{(N-1)})$  взаимно однозначно связана с последовательностью смежных состояний  $\mathbf{e}_{2-L}^0 \mapsto \mathbf{e}_{3-L}^1 \mapsto \mathbf{e}_{4-L}^2 \mapsto \dots \mapsto \mathbf{e}_{k-L+2}^k \mapsto \mathbf{e}_{k-L+1}^{k-1} \mapsto \dots \mapsto \mathbf{e}_{N+1-L}^{N-1}$ . Пусть  $E_l$  – множество последовательностей  $\mathbf{e}$  длиной  $l$ , которой соответствует последовательность смежных состояний  $\mathbf{e}_{2-L}^0 \mapsto \mathbf{e}_{3-L}^1 \mapsto \mathbf{e}_{4-L}^2 \mapsto \dots \mapsto \mathbf{e}_{k-L+2}^k \mapsto \mathbf{e}_{k-L+1}^{k-1} \mapsto \dots \mapsto \mathbf{e}_{l+1-L}^{l-1}$  такая, что  $\mathbf{e}_{2-L}^0 = \mathbf{e}_{l+1-L}^{l-1} = \mathbf{0}_{L-1}$ , а все остальные сегменты  $\mathbf{e}_{k-L+2}^k \neq \mathbf{0}_{L-1}$ ,  $k = 1, 2, \dots, l-2$ . Вероятность ошибочного события  $P_e$  и вероятность ошибки на бит  $P_b$  при оптимальном приеме последовательности на выходе канала с МСИ оценивается сверху следующим образом [24, 26]:

$$P_e \leq \sum_{l=0}^N \sum_{\mathbf{e} \in E_l} 2^{-w(\mathbf{e})} P(\mathbf{e}) < \sum_{l=0}^\infty \sum_{\mathbf{e} \in E_l} 2^{-w(\mathbf{e})} P(\mathbf{e}); \quad (18)$$

$$P_b \leq \sum_{l=0}^N \sum_{\mathbf{e} \in E_l} w(\mathbf{e}) 2^{-w(\mathbf{e})} P(\mathbf{e}) < \sum_{l=0}^\infty \sum_{\mathbf{e} \in E_l} w(\mathbf{e}) 2^{-w(\mathbf{e})} P(\mathbf{e}), \quad (19)$$

где  $w(\cdot)$  – обозначение веса Хэмминга. Для вычисления значений границ (18) и (19) введем функцию  $F(Y)$  следующего вида:

$$F(Y) = \frac{1}{\pi} \sum_{l=1}^\infty \sum_{\mathbf{e} \in E_l} \int_0^\infty \operatorname{Re} \frac{\prod_{k=1}^{l-1} c(\alpha - j\beta; \mathbf{e}_{k-L+1}^{k-1}, \mathbf{e}_{k-L+2}^k) Y^{w(\mathbf{e}^{(k)})}}{\beta + j\alpha} d\alpha = \quad (20)$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \operatorname{Re} \frac{\sum_{l=1}^\infty \sum_{\mathbf{e} \in E_l} \prod_{k=1}^{l-1} c(\alpha - j\beta; \mathbf{e}_{k-L+1}^{k-1}, \mathbf{e}_{k-L+2}^k) Y^{w(\mathbf{e}^{(k)})}}{\beta + j\alpha} d\alpha = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \operatorname{Re} \frac{D(\alpha - j\beta, Y)}{\beta + j\alpha} d\alpha, \quad (21)$$

где

$$D(\omega, Y) = \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{\mathbf{e} \in E_l} \prod_{k=1}^{l-1} c(\omega; \mathbf{e}_{k-L+1}^{k-1}, \mathbf{e}_{k-L+2}^k) Y^{w(\mathbf{e}^{(k)})}.$$

Тогда с учетом равенств (17), (20) и (21) можно записать, что границы (18) и (19) принимают вид

$$P_e \leq F(Y)|_{Y=1/2}; \quad (22)$$

$$P_b \leq \frac{1}{2} \frac{dF(Y)}{dY} \Big|_{Y=1/2}. \quad (23)$$

Пусть  $i(\mathbf{a})$  – индекс вектора  $\mathbf{a}$  в множестве некоторым образом упорядоченных векторов  $\mathbf{a} = (a^{(1)}, a^{(2)}, \dots, a^{(L-1)})$ ,  $a^{(k)} \in \{-2, 0, +2\}$ , при этом положим, что  $i(\mathbf{0}_{L-1}) = 0$ . Ясно, что  $0 \leq i(\mathbf{a}) \leq 3^{L-1} - 1$ . Определим величины  $A_{i(\mathbf{a}), i(\mathbf{b})}(\omega, Y) = c(\omega; \mathbf{a}, \mathbf{b}) Y^{w(\mathbf{b}^{(L-1)})}$ , где функция  $c(\omega; \mathbf{a}, \mathbf{b})$  задана равенством (16), и построим матрицу  $3^{L-1} \times 3^{L-1}$  вида  $\mathbf{A}(\omega, Y) = [A_{pq}(\omega, Y)]$ ,  $p, q = 0, 1, \dots, 3^{L-1} - 1$ , и представим ее следующим образом:

$$\mathbf{A}(\omega, Y) = [A_{pq}(\omega, Y)] = \begin{bmatrix} 1 & \mathbf{P}_1(\omega, Y) \\ \mathbf{P}_2(\omega, Y) & \mathbf{P}(\omega, Y) \end{bmatrix}.$$

Тогда очевидно, что

$$D(\omega, Y) = \sum_{l=1}^{\infty} \mathbf{P}_1(\omega, Y) \mathbf{P}(\omega, Y)^{l-1} \mathbf{P}_2(\omega, Y) = \mathbf{P}_1(\omega, Y) (\mathbf{I} - \mathbf{P}(\omega, Y))^{-1} \mathbf{P}_2(\omega, Y), \quad (24)$$

где  $\mathbf{I}$  – единичная матрица порядка  $3^{L-1} - 1$ . Подстановка этого выражения в (21) и далее в (22) и (23) дает окончательный ответ. Некоторую сложность представляет нахождение значения производной  $dF(Y)/dY|_{Y=1/2}$ , которое требуется для вычисления границы для  $P_b$  (23). Ясно, что

$$\frac{dF(Y)}{dY} \Big|_{Y=1/2} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \operatorname{Re} \frac{D'(\alpha - j\beta, Y) \Big|_{Y=1/2}}{\beta + j\alpha} d\alpha, \quad (25)$$

где  $D'(\omega, Y) = dD(\omega, Y)/dY$ . Выражение для  $D'(\omega, Y)$  может быть найдено исходя из выражения (24) в следующем замкнутом виде:

$$D'(\omega, Y) = \mathbf{P}'_1(\omega, Y) (\mathbf{I} - \mathbf{P}(\omega, Y))^{-1} \mathbf{P}_2(\omega, Y) + \mathbf{P}_1(\omega, Y) (\mathbf{I} - \mathbf{P}(\omega, Y))^{-1} \mathbf{P}'_2(\omega, Y) + \mathbf{P}_1(\omega, Y) (\mathbf{I} - \mathbf{P}(\omega, Y))^{-1} \mathbf{P}'(\omega, Y) \times (\mathbf{I} - \mathbf{P}(\omega, Y))^{-1} \mathbf{P}_2(\omega, Y), \quad (26)$$

где штрих обозначает производную каждого элемента матрицы по переменной  $Y$ . Однако следует отметить, что вычисление значения  $D'(\omega, Y)|_{Y=1/2}$

для каждого значения аргумента  $\omega = \alpha - j\beta$  хотя и дает точный ответ для использования в дальнейшем численном интегрировании по переменной  $\alpha$  (25), но может быть признано не очень практичным. Более приемлемым с точки зрения удобства численных вычислений может оказаться приближенная формула

$$\frac{dF(Y)}{dY} \Big|_{Y=1/2} = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \frac{F(1/2 + \varepsilon) - F(1/2)}{\varepsilon} \approx \frac{F(1/2 + \varepsilon) - F(1/2)}{\varepsilon}, \quad \varepsilon \ll 1.$$

Применение этого приближения в выражении (23) обеспечивает при подходящем выборе значения  $\varepsilon$  приемлемую точность вычисления границы для вероятности ошибки на бит  $P_b$ . Вычисления при этом выполняются значительно быстрее, чем при получении точных значений  $D'(\omega, Y)|_{Y=1/2}$  по формуле (26).

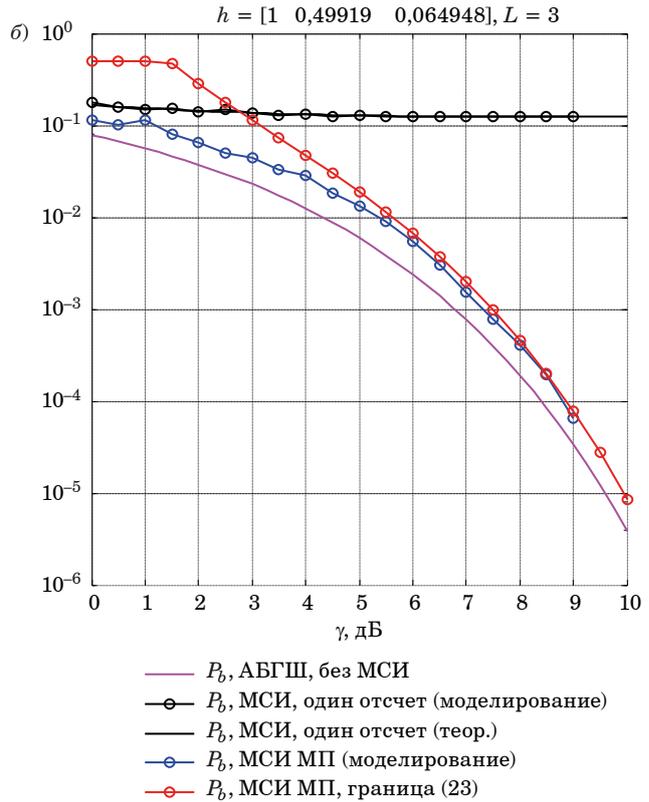
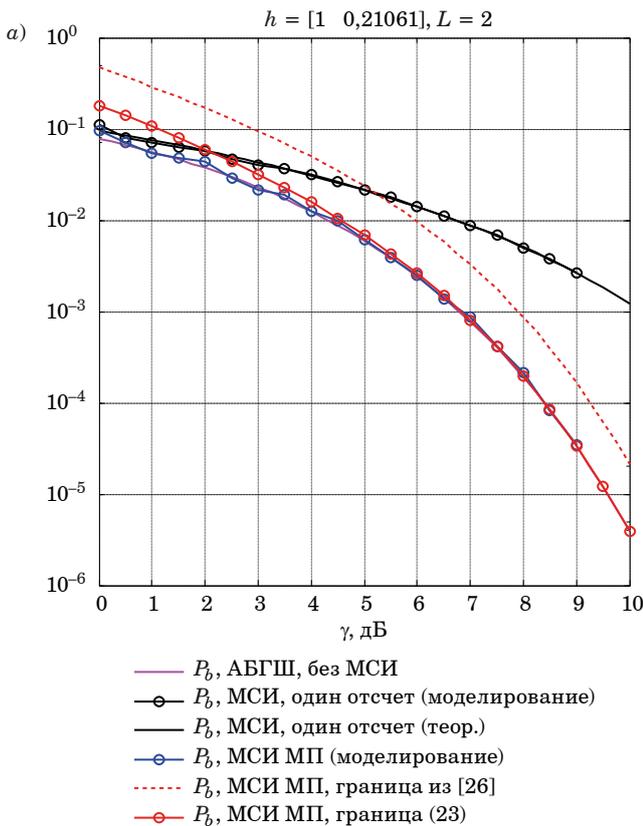
### Примеры

Для иллюстрации возможностей представленного подхода к оценке вероятности ошибки рассмотрим простые численные примеры. Предположим, что сигнальная функция  $s(t) = 1$  при  $0 < t < T$  и равна нулю при других значениях аргумента  $t$ . Пусть импульсная переходная характеристика фильтра канала задается равенством  $g(t) = Kte^{-at^2}$ ,  $t \geq 0$ , где параметр  $a$  определяет глубину межсимвольной интерференции,  $a > 0$ . Нормирующий коэффициент  $K$  выбирается так, чтобы выполнялось условие  $\|h(t)\|^2 = 1$ , где  $h(t) = s(t) * g(t)$  – отклик фильтра канала на сигнальную функцию  $s(t)$ . Отношение сигнал/шум на входе оптимального приемника  $\gamma = \bar{E} / N_0$ , где  $\bar{E}$  – средняя энергия выходной последовательности фильтра канала  $v(t; \mathbf{x})$ , заданной равенством (2):

$$\bar{E} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \overline{\|v(t; \mathbf{x})\|^2},$$

где черта сверху означает усреднение по всем последовательностям  $\mathbf{x}$ . Полагая элементы последовательности  $\mathbf{x}$  независимыми случайными величинами, равновероятно принимающими значения  $\pm 1$ , и учитывая принятую нормировку, нетрудно показать, что  $\bar{E} = \|h(t)\|^2 = h_0 = 1$ .

Результаты вычислений и моделирования для значений  $T = 1$ ,  $a = 3$ , при которых  $L = 2$ ,  $h_0 = 1$ ,  $h_1 = 0,210$ , представлены на рисунке, а. Наблюдается очень хорошее соответствие верхней границы для вероятности  $P_b$  (красная линия) и результатов моделирования (синяя линия). Для



- Результаты вычислений и моделирования для примера 1 (а) и примера 2 (б)
- Calculation and simulation results for the example 1 (а) and example 2 (б)

сравнения приведена зависимость классической границы вероятности  $P_b$  [26] для примера с  $L = 2$  (красная пунктирная линия). Из данных на рисунке следует, что эта граница дает значения, завышенные примерно на порядок по сравнению с границей, предложенной в настоящей работе. Кроме того, показаны зависимости вероятности ошибки на бит при передаче противоположных сигналов по каналу с АБГШ без интерференции (фиолетовая линия), а также результаты, достигаемые при неоптимальном приеме сигналов в канале с МСИ, когда решение строится по одному отсчету на выходе согласованного фильтра (черные линии).

Аналогичные результаты для примера с  $T = 1$ ,  $a = 0,75$ , при которых  $L = 3$ ,  $h_0 = 1$ ,  $h_1 = 0,499$ ,  $h_2 = 0,065$ , показаны на рисунке, б. Здесь так же, как и на рисунке, а, наблюдается хорошее соответствие результатов моделирования и представленной в настоящей работе границы. Кроме того, стоит отметить, что оптимальный прием почти полностью компенсирует негативное влияние МСИ (энергетический проигрыш при  $P_b$  порядка  $10^{-5}$  и менее составляет доли децибел), в то время как простой прием по одному отсчету делает передачу невозможной (черные линии).

## Заключение

В настоящей работе представлена улучшенная граница вероятности ошибки, возникающей при передаче по каналу с линейной МСИ. МСИ является одним из основных факторов, определяющих помехоустойчивость и сложность реализации современных и перспективных систем хранения данных, а также высокоскоростных систем передачи. Известные верхние границы вероятности ошибки для оптимального приемника в канале с МСИ базируются на использовании границы Чернова и (или) ее модификаций, точность которых во многих ситуациях оказывается неприемлемой. Представленная улучшенная граница получена на основе подхода, ранее предложенного авторами для анализа схем помехоустойчивого кодирования в ряде каналов [27, 28]. Как показывают численные примеры, представленная верхняя граница является существенно более точной по сравнению с известными границами: выигрыш по точности может достигать одного порядка. Косвенным свидетельством исключительно высокой точности предложенной верхней границы может служить практически полное совпадение результатов моделирования и улучшенной

верхней границы в широком диапазоне значений отношения сигнал/шум, включая область очень малых значений, для которой известные границы оказываются очень грубыми. В прикладном плане полученная в работе уточненная верхняя граница вероятности ошибки позволяет заметно улучшить обменные соотношения между отношением сигнал/шум и помехоустойчивостью для каналов с МСИ и тем самым повысить надежность и адекватность технических решений, направленных на рациональный выбор между повышением скорости передачи (или плотности записи) и степенью влияния межсимвольной интерференции.

Заметим также, что представленный подход может быть распространен и на более общие модели канала, чем рассмотренная в данной работе модель канала с линейной МСИ. В качестве одного естественного обобщения следует отметить кодированную передачу в канале с МСИ, улучшенный анализ помехоустойчивости которой может быть выполнен комбинированием результатов, полученных в данной работе и работе [28]. Другой важный сценарий обобщения — каналы с неортогональным множественным доступом, широко используемые в системах связи пятого поколения 5G.

## Литература

1. **Molisch A. F.** *Wireless Communications: From Fundamentals to Beyond 5G*. 3rd ed. Wiley-IEEE Press, 2022. 1008 p.
2. **Rappaport T., Remley K., Gentile C., Molisch A., Zajić A.** (Eds.) *Radio Propagation Measurements and Channel Modeling: Best Practices for Millimeter-Wave and Sub-Terahertz Frequencies*. Cambridge University Press, 2022. 288 p. doi:10.1017/9781009122740
3. **Zhang H. S., Wang Y., Zhang J., Ren J., Zhang J., Zhuang Y., Shen X.** A survey of millimeter-wave communication: Physical-layer technology specifications and enabling transmission technologies. *Proc. of the IEEE*, 2021, no. 109, pp. 1666–1705. doi:10.1109/JPROC.2021.3107494
4. **Huang J., Liu Y., Wang C., Sun J., Xiao H.** 5G millimeter-wave channel sounders, measurements, and models: Recent developments and future challenges. *IEEE Communications Magazine*, 2019, vol. 57, no. 1, pp. 138–145. doi:10.1109/MCOM.2018.1701263
5. **Hemadneh I. A., Satyanarayana K., El-Hajjar M., Hanzo L. H.** Millimeter-wave communications: Physical channel models, design considerations, antenna constructions, and link-budget. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2018, no. 20, pp. 870–913. doi:10.1109/COMST.2017.2783541
6. **Rappaport T. S., Xing Y., Kanhere O., Ju S., Madanayake A., Mandal S., Alkhateeb A., Trichopoulos G. S.** Wireless communications and applications above 100 GHz: Opportunities and challenges for 6G and beyond. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 78729–78757. doi:10.1109/ACCESS.2019.2921522
7. **Al-Ahmadi S., Maraqa O., Uysal M., Sait S. M.** Multi-user visible light communications: State-of-the-art and future directions. *IEEE Access*, 2018, vol. 6, pp. 70555–70571. doi:10.1109/ACCESS.2018.2879885
8. **Vijayalakshmi A., Gandhimathi P., Nesusudha M.** VLC channel characteristics and data transmission model in indoor environment for future communication: An overview. *Journal of Optics*, 2023. https://doi.org/10.1007/s12596-023-01316-5
9. **Loureiro P., Guimaraes F., Monteiro P.** Visible light communications: A survey on recent high-capacity demonstrations and digital modulation techniques. *Photonics*, 2023, vol. 10, iss. 9, p. 993. https://doi.org/10.3390/photonics10090993
10. **Golani O., Elson D., Lavery D., Galdino L., Killey R., Bayvel P., Shtaif M.** Experimental characterization of nonlinear interference noise as a process of inter-symbol interference. *Opt. Lett.*, 2018, vol. 43, no. 5, pp. 1123–1126. doi:10.1364/OL.43.001123
11. **Stewart J.** Performance evaluation of various modulation formats in a 40 Gbps hybrid optical CDMA/DWDM system against ISI and FWM. *J Mod. Appl. Phys.*, 2022, vol. 5, no. 4, pp. 01-02.
12. **Alsowaidi N., Eltaif T., Mokhtar M. R.** Performance comparison of different modulation formats for a 40 Gbps hybrid optical CDMA/DWDM system against ISI and FWM. *Photonics*, 2022, vol. 9, no. 8, p. 555. https://doi.org/10.3390/photonics9080555
13. **Alsowaidi N., Eltaif T., Mokhtar M. R.** Performance analysis of a hybrid optical CDMA/DWDM system against inter-symbol interference and four wave mixing. *Digital Communications and Networks*, 2021, vol. 7, no. 1, pp. 151–156. https://doi.org/10.1016/j.dcan.2020.05.002
14. **IEEE Standard for Ethernet. IEEE Std 802.3-2018 (Revision of IEEE Std 802.3-2015)**, 2018, pp. 1–5600. doi:10.1109/IEEESTD.2018.8457469
15. **Kim K., Kwon P., Alon E.** Accurate statistical BER analysis of DFE error propagation in the presence of residual ISI. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2022, vol. 69, no. 2, pp. 619–623. doi:10.1109/TCSII.2021.3099767
16. **Wu B.** High density on-package direct cable attachment for hundred-Gbps chip-to-chip interconnects. *19th Intern. Conf. on Electronic Packaging Technology (ICEPT)*, 2018, pp. 777–779.
17. **Ganguly A., Ahmed M., Singh Narde R., Vashist A., Shamim M., Mansoor N., Shinde T., Subramaniam S., Saxena S., Venkataraman J.** The advances, challenges and future possibilities of millimeter-wave chip-to-chip interconnections for multi-chip systems.

- Journal of Low Power Electronics and Applications*, 2018, vol. 8, no. 1, pp. 1–5. <https://doi.org/10.3390/jlpea8010005>
18. Albrecht T. R., Arora H., Ayanoor-Vitikkate V., Beaujour J.-M., Bedau D., Berman D., Bogdanov A. L., Chapuis Y.-A., Cushen J., Dobisz E. E. Bit-patterned magnetic recording: Theory, media fabrication, and recording performance. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2015, vol. 51, no. 5, pp. 1–42. doi:10.1109/TMAG.2015.2397880
  19. Jeong S., Kim J., Lee J. Performance of bit-patterned media recording according to island patterns. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2018, vol. 54, no. 11, pp. 1–4. doi:10.1109/TMAG.2018.2833099
  20. Garani S., Dolecek L., Barry J., Sala F., Vasić B. Signal processing and coding techniques for 2-D magnetic recording: An overview. *Proc. of the IEEE*, Feb. 2018, vol. 106, no. 2, pp. 286–318. doi:10.1109/JPROC.2018.2795961
  21. Wood R. Shingled magnetic recording (SMR) and two-dimensional magnetic recording (TDMR). *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2022, vol. 561, pp. 169–670. <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2022.169670>
  22. Jeong S., Lee J. Signal detection under multipath intersymbol interference in staggered bit-patterned media recording systems. *IEEE Magnetics Letters*, 2019, vol. 10, pp. 1–5. doi:10.1109/LMAG.2019.2891446
  23. Proakis J. G., Salehi M. *Fundamentals of Communication Systems*. 2nd ed. Prentice-Hall, 2013. 928 p.
  24. Proakis J. G., Salehi M. *Digital Communications*. 5th ed. McGraw Hill, 2008. 1150 p.
  25. Stark W. *Introduction to Digital Communications*. Cambridge, Cambridge University Press, 2023. 600 p. doi:10.1017/9781009220859
  26. Viterbi A. J., Omura J. K. *Principles of Digital Communication and Coding*. New York, McGraw-Hill, 1979. 560 p.
  27. Таубин Ф. А., Трофимов А. Н. Каскадное кодирование на основе многомерных решеток и кодов Рида — Соломона для многоуровневой флэш-памяти. *Тр. СПИИРАН*, 2018, вып. 2(57), с. 75–103. doi:10.15622/sp.57.4
  28. Трофимов А. Н., Таубин Ф. А. Вычисление аддитивной границы вероятности ошибки декодирования с использованием характеристических функций. *Информационно-управляющие системы*, 2021, № 4, с. 71–85. doi:10.31799/1684-8853-2021-4-71-85

UDC 621.391

doi:10.31799/1684-8853-2023-5-33-42

EDN: MDHOXU

### Improved bound on optimal reception error probability for an intersymbol interference channel

A. N. Trofimov<sup>a</sup>, PhD, Tech., Associate Professor, [orcid.org/0000-0003-1233-5222](https://orcid.org/0000-0003-1233-5222), [andrei.trofimov@k36.org](mailto:andrei.trofimov@k36.org)F. A. Taubin<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, [orcid.org/0000-0002-8781-9531](https://orcid.org/0000-0002-8781-9531)<sup>a</sup>Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaja St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Introduction:** Since the exact value of error probability for the optimal reception in an intersymbol interference channel cannot be usually calculated an upper bounding technique is used. The standard approach for obtaining the upper bound on the error probability of the maximum likelihood reception is based on the use of the union bound and the Chernoff bound, as well as its modifications. This approach is still not accurate enough for many cases of the transmission over an intersymbol interference channel. **Purpose:** To develop a method for exact calculation of the union bound on the error probability of the maximum likelihood reception in the intersymbol interference channel. **Results:** The resulting exact union bound on the reception error probability combines the use of the characteristic functions and an error-state diagram which make it possible to obtain the final expression in an integral form convenient for numerical integration. An important feature of the proposed procedure is that it allows one to accurately calculate the union bound using an approach based on the use of transfer (generating) functions. With this approach, the edge labels in the error-state diagram are replaced by their corresponding characteristic functions. The final expression and standard methods of numerical integration allow one to calculate the values of the union bound on the reception error probability with the required accuracy. **Practical relevance:** The results presented in this paper make it possible to significantly improve the accuracy of the bound of the reception error probability, and thereby increase the efficiency of decisions made when designing transmission and/or data storage systems using intersymbol interference channels.

**Keywords** – maximum likelihood reception, union bound on the error probability, pairwise error probability, characteristic function, intersymbol interference channel.

**For citation:** Trofimov A. N., Taubin F. A. Improved bound on optimal reception error probability for an intersymbol interference channel. *Информационно-управляющие системы* [Information and Control Systems], 2023, no. 5, pp. 33–42 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2023-5-33-42, EDN: MDHOXU

### References

1. Molisch A. F. *Wireless Communications: From Fundamentals to Beyond 5G*. 3rd ed. Wiley-IEEE Press, 2022. 1008 p.
2. Rappaport T., Remley K., Gentile C., Molisch A., Zajić A. (Eds.) *Radio Propagation Measurements and Channel Modeling: Best Practices for Millimeter-Wave and Sub-Terahertz Frequencies*. Cambridge University Press, 2022. 288 p. doi:10.1017/9781009122740
3. Zhang H. S., Wang Y., Zhang J., Ren J., Zhang J., Zhuang Y., Shen X. A survey of millimeter-wave communication: Physical-layer technology specifications and enabling transmis-

- sion technologies. *Proc. of the IEEE*, 2021, no. 109, pp. 1666–1705. doi:10.1109/JPROC.2021.3107494
4. Huang J., Liu Y., Wang C., Sun J., Xiao H. 5G millimeter-wave channel sounders, measurements, and models: Recent developments and future challenges. *IEEE Communications Magazine*, 2019, vol. 57, no. 1, pp. 138–145. doi:10.1109/MCOM.2018.1701263
  5. Hemadeh I. A., Satyanarayana K., El-Hajjar M., Hanzo L. H. Millimeter-wave communications: Physical channel models, design considerations, antenna constructions, and link-budget. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2018, no. 20, pp. 870–913. doi:10.1109/COMST.2017.2783541
  6. Rappaport T. S., Xing Y., Kanhere O., Ju S., Madanayake A., Mandal S., Alkhatieb A., Trichopoulos G. S. Wireless communications and applications above 100 GHz: Opportunities and challenges for 6G and beyond. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 78729–78757. doi:10.1109/ACCESS.2019.2921522
  7. Al-Ahmadi S., Maraqa O., Uysal M., Sait S. M. Multi-user visible light communications: State-of-the-art and future directions. *IEEE Access*, 2018, vol. 6, pp. 70555–70571. doi:10.1109/ACCESS.2018.2879885
  8. Vijayalakshmi A., Gandhimathi P., Nesasudha M. VLC channel characteristics and data transmission model in indoor environment for future communication: An overview. *Journal of Optics*, 2023. <https://doi.org/10.1007/s12596-023-01316-5>
  9. Loureiro P., Guiomar F., Monteiro P. Visible light communications: A survey on recent high-capacity demonstrations and digital modulation techniques. *Photonics*, 2023, vol. 10, iss. 9, p. 993. <https://doi.org/10.3390/photonics10090993>
  10. Golani O., Elson D., Lavery D., Galdino L., Killey R., Bayvel P., Shtaf M. Experimental characterization of nonlinear interference noise as a process of intersymbol interference. *Opt. Lett.*, 2018, vol. 43, no. 5, pp. 1123–1126. doi:10.1364/OL.43.001123
  11. Stewart J. Performance evaluation of various modulation formats in a 40 Gbps hybrid optical CDMA/DWDM system against ISI and FWM. *J Mod. Appl. Phys.*, 2022, vol. 5, no. 4, pp. 01-02.
  12. Alsowaidi N., Eltaif T., Mokhtar M. R. Performance comparison of different modulation formats for a 40 Gbps hybrid optical CDMA/DWDM system against ISI and FWM. *Photonics*, 2022, vol. 9, no. 8, p. 555. <https://doi.org/10.3390/photonics9080555>
  13. Alsowaidi N., Eltaif T., Mokhtar M. R. Performance analysis of a hybrid optical CDMA/DWDM system against intersymbol interference and four wave mixing. *Digital Communications and Networks*, 2021, vol. 7, no. 1, pp. 151–156. <https://doi.org/10.1016/j.dcan.2020.05.002>
  14. IEEE Standard for Ethernet. *IEEE Std 802.3-2018 (Revision of IEEE Std 802.3-2015)*, 2018, pp. 1–5600. doi:10.1109/IEEESTD.2018.8457469
  15. Kim K., Kwon P., Alon E. Accurate statistical BER analysis of DFE error propagation in the presence of residual ISI. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2022, vol. 69, no. 2, pp. 619–623. doi:10.1109/TC-SII.2021.3099767
  16. Wu B. High density on-package direct cable attachment for hundred-Gbps chip-to-chip interconnects. *19th Intern. Conf. on Electronic Packaging Technology (ICEPT)*, 2018, pp. 777–779.
  17. Ganguly A., Ahmed M., Singh Narde R., Vashist A., Shamim M., Mansoor N., Shinde T., Subramaniam S., Saxena S., Venkataraman J. The advances, challenges and future possibilities of millimeter-wave chip-to-chip interconnections for multi-chip systems. *Journal of Low Power Electronics and Applications*, 2018, vol. 8, no. 1, pp. 1–5. <https://doi.org/10.3390/jlpea8010005>
  18. Albrecht T. R., Arora H., Ayanoor-Vitikatte V., Beaujour J.-M., Bedau D., Berman D., Bogdanov A. L., Chapuis Y.-A., Cushen J., Bobisz E. E. Bit-patterned magnetic recording: Theory, media fabrication, and recording performance. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2015, vol. 51, no. 5, pp. 1–42. doi:10.1109/TMAG.2015.2397880
  19. Jeong S., Kim J., Lee J. Performance of bit-patterned media recording according to island patterns. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2018, vol. 54, no. 11, pp. 1–4. doi:10.1109/TMAG.2018.2833099
  20. Garani S., Dolecek L., Barry J., Sala F., Vasić B. Signal processing and coding techniques for 2-D magnetic recording: An overview. *Proc. of the IEEE*, Feb. 2018, vol. 106, no. 2, pp. 286–318. doi:10.1109/JPROC.2018.2795961
  21. Wood R. Shingled magnetic recording (SMR) and two-dimensional magnetic recording (TDMR). *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2022, vol. 561, pp. 169–670. <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2022.169670>
  22. Jeong S., Lee J. Signal detection under multipath intersymbol interference in staggered bit-patterned media recording systems. *IEEE Magnetics Letters*, 2019, vol. 10, pp. 1–5. doi:10.1109/LMAG.2019.2891446
  23. Proakis J. G., Salehi M. *Fundamentals of Communication Systems*. 2nd ed. Prentice-Hall, 2013. 928 p.
  24. Proakis J. G., Salehi M. *Digital Communications*. 5th ed. McGraw Hill, 2008. 1150 p.
  25. Stark W. *Introduction to Digital Communications*. Cambridge, Cambridge University Press, 2023. 600 p. doi:10.1017/9781009220859
  26. Viterbi A. J., Omura J. K. *Principles of Digital Communication and Coding*. New York, McGraw-Hill, 1979. 560 p.
  27. Taubin F. A., Trofimov A. N. Concatenated Reed – Solomon/lattice coding for multilevel flash memory. *SPIIRAS Proceedings*, 2018, vol. 57, no. 2, pp. 75–103 (In Russian). doi:10.15622/sp.57.4
  28. Trofimov A. N., Taubin F. A. Evaluation of the union bound for the decoding error probability using characteristic functions. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy [Information and Control Systems]*, 2021, no. 4, pp. 71–85 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2021-4-71-85



## Модель разделения данных пользователей в когнитивной системе связи на базе LTE

В. М. Чертков<sup>а</sup>, канд. техн. наук, доцент, [orcid.org/0000-0002-2603-9873](https://orcid.org/0000-0002-2603-9873), [v.chertkov@psu.by](mailto:v.chertkov@psu.by)

Р. П. Богуш<sup>а</sup>, доктор техн. наук, доцент, [orcid.org/0000-0002-6609-5810](https://orcid.org/0000-0002-6609-5810)

Е. Р. Адамовский<sup>а</sup>, аспирант, [orcid.org/0000-0003-1044-8741](https://orcid.org/0000-0003-1044-8741)

<sup>а</sup>Полоцкий государственный университет им. Евфросинии Полоцкой, Блохина ул., 29, Новополоцк, 211440, Республика Беларусь

**Введение:** развитие беспроводных систем связи порождает проблему нехватки частотных ресурсов, для решения которой перспективно применение когнитивного радио. Одной из ключевых особенностей данной технологии является использование динамического доступа к радиочастотным каналам. При этом выявление не занятых первичными пользователями частотных ресурсов в необходимые моменты времени осуществляется с применением специализированных алгоритмов анализа сигналов и разделением передаваемых и накопленных данных с учетом помех. Эффективность таких алгоритмов в значительной мере определяет скорость и точность передачи информации между вторичными пользователями. **Цель:** разработать модель и алгоритм разделения данных первичных и вторичных пользователей в когнитивной системе связи на базе LTE для обеспечения возможности планировать режим совместного доступа, выполнить их программную реализацию. **Результаты:** разработана классификационная модель и предложены признаки для разделения сигналов первичных и вторичных пользователей, представлен алгоритм разделения данных в кадре сигнала сети LTE. Программная часть реализована в качестве компонента имитационной модели с использованием программной среды MatLab. Проведен анализ результатов моделирования, который показал, что данные первичных и вторичных пользователей при значении отношения сигнал/шум не менее 1 дБ корректно декодируются с вероятностью 0,98 при заданной вероятности ложного обнаружения 0,01 в диапазоне частот от 1720 до 1835 МГц со временем анализа 1 мс. **Практическая значимость:** применение полученных результатов предоставляет возможность точно оценить занятость частотных ресурсов с учетом данных первичных и вторичных пользователей, а также планировать доступ вторичных пользователей, что позволит улучшить характеристики когнитивных систем связи.

**Ключевые слова** — классификация данных, когнитивное радио, первичные и вторичные пользователи, динамический доступ к спектру.

**Для цитирования:** Чертков В. М., Богуш Р. П., Адамовский Е. Р. Модель разделения данных пользователей в когнитивной системе связи на базе LTE. *Информационно-управляющие системы*, 2023, № 5, с. 43–54. doi:10.31799/1684-8853-2023-5-43-54, EDN: GUFVYP

**For citation:** Chertkov V. M., Bohush R. P., Adamovskiy Y. R. User data separation model in an LTE-based cognitive communication system. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2023, no. 5, pp. 43–54 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2023-5-43-54, EDN: GUFVYP

### Введение

Непрерывное развитие телекоммуникационных систем формирует задачу рационального использования частотных ресурсов, которая является особенно актуальной на протяжении последнего десятилетия [1, 2]. Применение когнитивной связи позволяет в значительной мере решать указанную проблему [2]. Основной идеей при этом является использование незанятого первичными пользователями (Primary Users, PU) канала связи в текущий момент времени для организации передачи данных между вторичными пользователями (Secondary Users, SU) путем применения технологии динамического доступа к спектру (Dynamic Spectrum Access, DSA) [3] и адаптации передатчика SU к линиям радиосвязи.

Данный подход базируется на обнаружении временно свободных лицензированных частотных ресурсов («белых пятен») и их использо-

вании устройствами SU с учетом ограничений, включая допустимый уровень помех [4]. Технология DSA предполагает мониторинг радиочастотного спектра [5], обнаружение радиосигналов [6, 7], их анализ и разделение данных пользователей [8].

Для анализа классификации информации при реализации DSA предлагаются специализированные алгоритмы с различной результативностью [1, 5, 8–11]. Это связано с необходимостью обеспечить высокую точность решения задачи, принимая во внимание, что практически в каждый момент времени для выявления «белых пятен» требуется разделять сигналы от PU и SU с учетом шумовых воздействий и ослабления радиосигналов при распространении радиоволн [12]. Все SU должны избегать коллизий между всеми устройствами когнитивной сети и согласовывать доступ к спектру с другими SU [3]. Время, за которое SU может определить свободные ре-

сурсы для последующей передачи данных, является одним из ключевых показателей производительности в условиях минимизации задержек передачи информации в телекоммуникационных сетях [13]. Необходимость аутентификации и защиты передаваемых данных в системе когнитивного радио требует их формирования в виде определенного фрагмента структуры кадра во многих системах, в том числе стандарта LTE [14, 15].

В работе [8] представлен алгоритм разделения сигналов PU (устройств DVB-T) и радиосигналов со структурой, описанной спецификацией LTE, в диапазоне частот от 70 до 790 МГц с шириной полосы 8 МГц. Алгоритм основан на анализе неравномерностей на границах частотных поддиапазонов спектра. Классификация данных PU и SU осуществляется с использованием метрик, которые формируются на основе коэффициентов корреляции, что позволяет обеспечить достаточно высокую точность при длительном анализе: для значения отношения сигнал/шум (Signal-to-Noise Ratio, SNR)  $-21$  дБ вероятность правильного обнаружения соответствует 0,5 при заданной вероятности ложного обнаружения 1 % и времени анализа 250 мс. Однако на временном интервале, сравнимом с длительностью подкадра LTE (1 мс), значение вероятности правильного обнаружения 0,5 будет достигаться при SNR =  $-5$  дБ. Следовательно, требуется более сложная модель разделения сигналов.

Классификация данных зондирования частотного спектра с применением метода опорных векторов и взвешенного метода  $k$ -ближайших соседей проведена в работе [9]. В качестве набора признаков используются уровни принимаемого сигнала SU. При этом основной задачей является определение присутствия приемника PU в области видимости SU с учетом того, что связь осуществляется только между парой устройств PU в частотной полосе 10 МГц, а SU выступает в качестве анализатора спектра, т. е. не генерирует сигналы. Однако для практической реализации данного классификатора крайне важно получить правильно сформированный обучающий набор сигналов, что является сложной задачей.

Разделение легитимных SU и мешающих пользователей, которые предоставляют информацию в центр координации о наличии PU в зоне видимости, рассмотрено в работе [1]. Для этого применяется метод опорных векторов, а в качестве набора входных признаков используются типы и энергетические спектры сигналов PU, данные центра координации о наличии и активности всех SU и PU. Моделирование сигналов осуществляется на основе стандарта IEEE 802.22, который перекрывает телевизи-

онный спектр частот с шириной полосы 6 МГц. Особенностью модели является использование центра координации, который объединяет разнообразные сведения зондирования на основе теории доказательств Демпстера – Шейфера, чтобы принять решение о существовании PU в сети. Вероятность правильного обнаружения соответствует 0,5 при заданной вероятности ложного обнаружения 3 %.

В работе [10] отмечена важность проектирования структуры кадра для передающих SU в системе когнитивной связи, что обеспечит адаптацию передатчика SU к линии радиосвязи и снижение вероятности возникновения коллизий между PU и SU. Авторы приводят обобщенную структуру кадра для SU и предлагают совместно осуществлять анализ и передачу данных. При таком подходе увеличение времени анализа позволит повысить точность определения присутствия PU. Однако для фиксированного размера кадра, например LTE (10 мс), длительный анализ сокращает время, доступное для передачи данных, а это приводит к проблеме компромисса времени анализа и пропускной способности организуемого канала.

Распознавание вида и позиционности модуляции для анализируемого фрагмента радиосигнала с определением сигнально-кодовой конструкции при разделении сигналов в системе когнитивной связи рассмотрено в работе [11]. Предложенная авторами модель на основе нейронной сети, реализованная с использованием программируемой логической интегральной схемы, распознает тип модуляции с достоверностью не менее 0,7 при SNR около 2 дБ без предварительного установления синхронизации.

Таким образом, в настоящее время отсутствует в общем виде решение задачи разделения данных PU и SU по причине многообразия вариантов их реализаций и высокой сложности построения когнитивных систем как таковых. Поэтому разработка модели и алгоритма классификации передаваемых данных в современных системах связи является актуальной.

### Типы данных в когнитивной связи на базе сети LTE

Для когнитивной системы связи на базе сети LTE предлагается классификация передаваемых данных по трем основным группам [3] (рис. 1).

Служебные данные включают информацию: о соте (Physical Broadcast Channel, PBCH); о формате данных (Physical Control Format Indicator Channel, PCFICH); о распределении ресурсов (Physical Downlink Control Channel, PDCCH);

по обратной связи от PU (Physical Hybrid ARQ Indicator Channel, PHICH).

Вспомогательные данные включают: опорные сигналы (Reference Signal, RS); первичную (Primary Synchronization Signal, PSS) и вторичную (Secondary Synchronization Signal, SSS) синхропоследовательности.

Пользовательские данные содержат передаваемую через канал пользовательских данных (Physical Downlink Shared Channel, PDSCH) от базовой станции (Base Station, BS) к PU информацию, по которой анализируется нисходящая линия связи. Также пользовательские данные включают информацию, полученную с устройств SU.

**Признаки разделения данных пользователей**

Разделение типов данных предлагается осуществлять по виду применяемой модуляции и расположению на ресурсной сетке кадра LTE. Согласно спецификации для LTE служебные данные при передаче по нисходящей линии используют различные виды модуляции, что необходимо учитывать при классификации. В табл. 1 представлены виды модуляции передаваемых данных в LTE.

■ **Таблица 1.** Виды модуляции передаваемых данных в LTE

■ **Table 1.** Types of modulation for transmitted data in LTE

Данные	Тип применяемой модуляции
Информация о соте (PBCH)	QPSK
Распределение ресурсов (PDCCH)	QPSK
Данные для нескольких первичных пользователей (PMCH)	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Формат передаваемых данных (PCFICH)	QPSK
Данные обратной связи от первичных пользователей (PHICH)	BPSK-модуляция каждой из квадратур с наложением кодов Уолша
Пользовательские данные (PDSCH)	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Опорные сигналы (RS)	Псевдослучайные последовательности (коды Голда)
Первичная синхропоследовательность (PSS)	Последовательности Задова – Чу
Вторичная синхропоследовательность (SSS)	Псевдослучайные последовательности (m-последовательности)



■ **Рис. 1.** Классификация типов данных в когнитивной системе связи на базе LTE

■ **Fig. 1.** Data types classification in a cognitive communication LTE-based system

Позиции вспомогательных данных (RS, PSS и SSS) определены в структуре подкадра LTE спецификацией TS 36.211.

**Синхропоследовательности**

В частотной области PSS и SSS занимают центральных шесть ресурсных блоков (Resource Block, RB), каждый из которых состоит из 12 поднесущих и семи OFDM-символов, вне зависимости от ширины используемой полосы частот. Их расположение в структуре кадра LTE представлено на рис. 2.

**Опорные сигналы**

Опорные сигналы используются приемником для оценки искажений амплитуды и фазы принятого радиосигнала, что позволяет демодулировать сигналы с QAM-модуляцией. Для этого каждой соте (сектору) присваивается уникальный RS, который охватывает всю полосу частот и является псевдослучайной последовательностью.

Опорные сигналы генерируются на основе одного из 504 уникальных идентификаторов сотовой ячейки, поэтому при приеме PSS и SSS можно определить расположение всех RS. В нисходящем канале связи RS передаются в 1-м и 7-м ресурсных элементах (Resource Element, RE) 1-го OFDM-символа, 4-м и 10-м RE 5-го OFDM-символа. Расположение RS представлено на рис. 2.

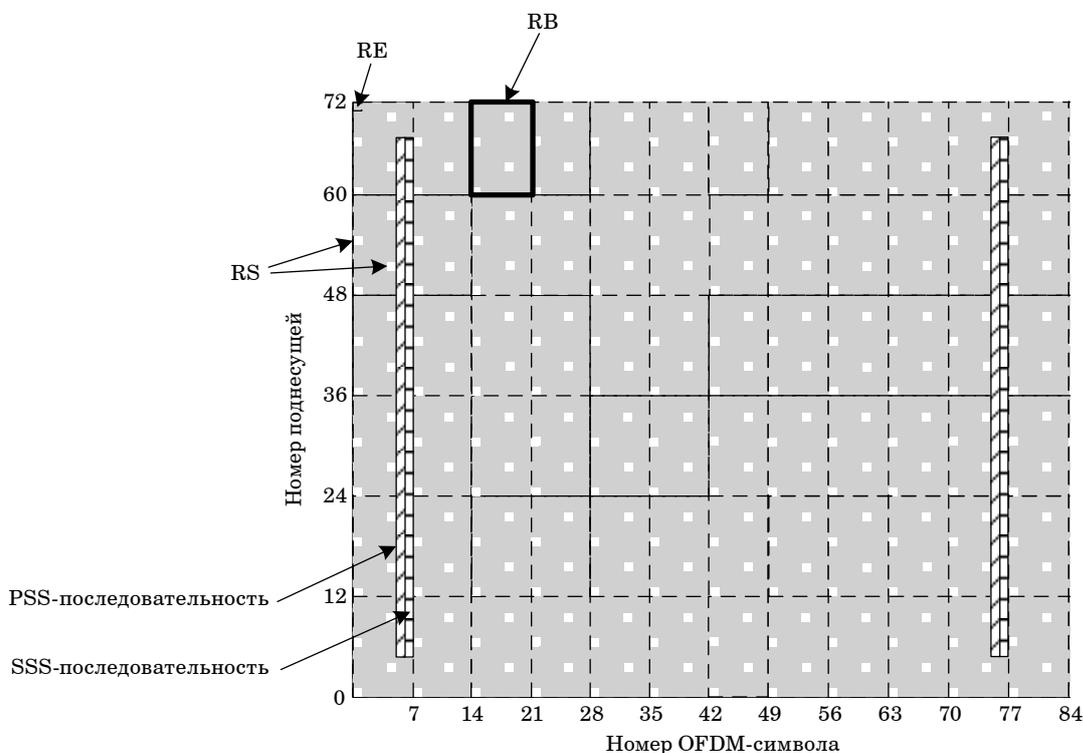
Расположение служебных данных в структуре подкадра LTE также определено спецификацией TS 36.211 системы связи LTE [3].

**Информация о соте**

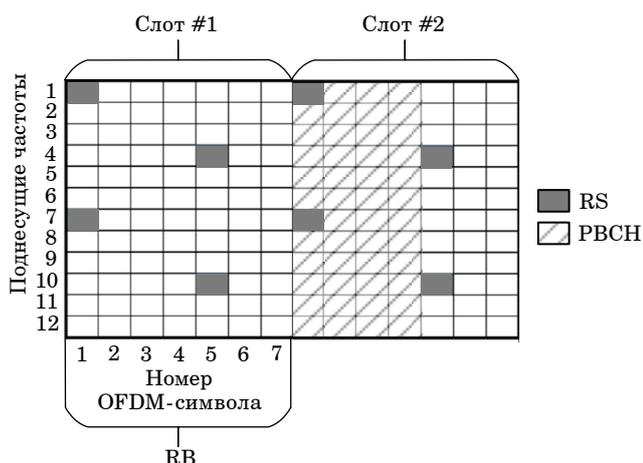
Данные РВСН предназначены для широковещательной трансляции основного блока служебной информации (Master Information Block, MIB), который состоит из 14 бит. В них содержится информация о ширине используемой полосы частот, размере канала РНІСН, системном номере кадра. Расположение данных о соте показано на рис. 3.

**Информация о распределении ресурсов**

Данные PDCCH представляют основную служебную информацию для передачи сигналов управления, могут занимать до трех OFDM-символов и располагаются в кадре, начиная с первого OFDM-символа. Данные PDCCH содержат: управляющую информацию для декодирования канала пользовательских данных (Physical Downlink Shared Channel, PDSCH); индикацию физических блоков, с помощью которых абоненты передают данные в канале PDSCH; вид и позицию модуляции; управляющую информацию для восходящей передачи данных; основные и дополнительные команды управления мощностью передаваемых абонентами сигналов.



■ **Рис. 2.** Расположение синхропоследовательностей в структуре кадра LTE  
 ■ **Fig. 2.** Arrangement of sync sequences in the structure of one LTE frame



■ **Рис. 3.** Расположение данных PBCH  
 ■ **Fig. 3.** PBCH location

**Формат передаваемых данных**

Данные PCFICH необходимы для передачи информации о количестве выделенных RE для контрольного региона, которое может изменяться. Информация передается в первом OFDM-символе во всей используемой полосе частот. Основное назначение служебных данных и занимаемое ими количество RE приведено в [16, 17].

**Данные пользователей PU**

Передача данных PU по нисходящему каналу PDSCH осуществляется транспортными блоками в каждом подкадре LTE. До двух транспортных блоков передается одному абоненту (User Equipment, UE) в подкадре [18]. Транспортный блок содержит информационные биты для помехоустойчивого кодирования. PDSCH передаются с помощью различных режимов, «содержат блок системной информации (System Information Block, SIB) и данные сигналов вызова абонентов» [3]. Режимы передачи реализуются в схемах пространственной обработки с используемыми RS для демодуляции PDSCH и получения информации о качестве принятого сигнала с данными.

**Данные пользователей SU**

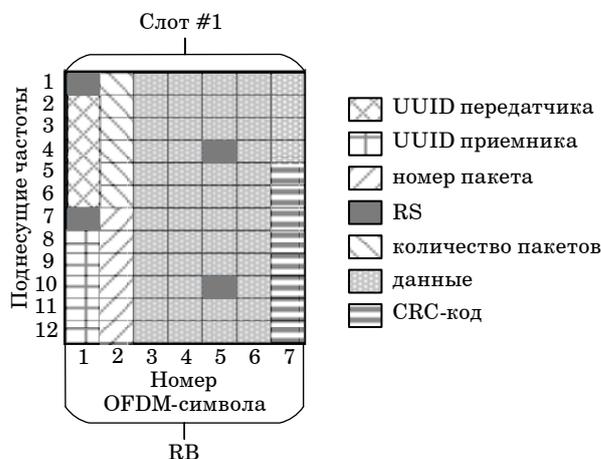
Для организации передачи данных между устройствами SU в сети LTE отсутствует в открытых источниках соответствующая спецификация. Авторы данной статьи предлагают для организации связи между SU использовать пакетный протокол передачи данных с определенной структурой и форматом кадра, длительностью один RB в ресурсной сетке подкадра LTE. Структура его включает: идентификационный номер посылки; идентификационный номер

пакета; уникальный идентификационный номер (Universally Unique Identifier, UUID) передатчика; UUID приемника, которому предназначен пакет; количество передаваемых пакетов; сами данные; биты проверки целостности данных, сформированные по алгоритму (Cyclic redundancy check, CRC) [3].

Resource Block состоит из 12 поднесущих продолжительностью семь OFDM-символов, что соответствует 84 RE, каждый из которых представляет комплексное число, полученное при модуляции 16-QAM. Также принято, что каждые семь OFDM-символов составляют один слот, а два подряд идущих слота образуют один подкадр. Следовательно, каждый RE содержит 4 бита переносимой информации. Итого, RB способен включить  $84 \times 4 = 336$  бит. Учитывая, что в нем содержится четыре опорных символа, для передачи доступно всего 320 бит. В табл. 2 переведена структура кадра с побитовым представлением передаваемых полей. Структура одного отдельного кадра сигнала SU из пакета передаваемых данных изображена на рис. 4.

■ **Таблица 2.** Битовая структура кадра данных SU  
 ■ **Table 2.** Bit structure of the SU data frame

Параметр	Количество бит	Номера занимаемых RE в блоке
Количество пакетов	20	2, 3, 4, 5, 6
Номер пакета	20	8, 9, 10, 11, 12
UUID передатчика	24	13, 14, 15, 16, 17, 18
UUID приемника	24	19, 20, 21, 22, 23, 24
Данные	200	25–79
CRC-код	32	80, 81, 82, 83, 84
RS	16	1, 7, 52, 58



■ **Рис. 4.** Структура кадра передаваемого сигнала SU  
 ■ **Fig. 4.** The frame structure of the SU transmitted signal

### Модель разделения данных

Разделение данных в когнитивной системе связи на базе сотовой сети LTE следует рассматривать с учетом особенностей формирования карты радиосреды (Radio Environment Map, REM) [19]. Составление REM осуществляется на основе моделирования радиосигналов в частотном диапазоне от 1720 до 1835 МГц, их распространения на местности с учетом сценариев перемещения и активности PU. Карта представляет матрицу заданного размера, каждая ячейка которой имитирует приемник радиосигнала с соответствующими пространственными координатами. В ячейках хранится информация о спектральном составе принятого радиосигнала LTE. Входными данными модели разделения являются хранящиеся в ячейке REM значения и данные SU в период его активности согласно сценарию связи. Общая структура модели разделения данных PU и SU представлена на рис. 5.

В качестве PU в модели использованы UE и BS, которые обмениваются данными в сети LTE по восходящей и нисходящей линии связи. Следует отметить, что при перемещении в пространстве UE способен переключаться на дру-

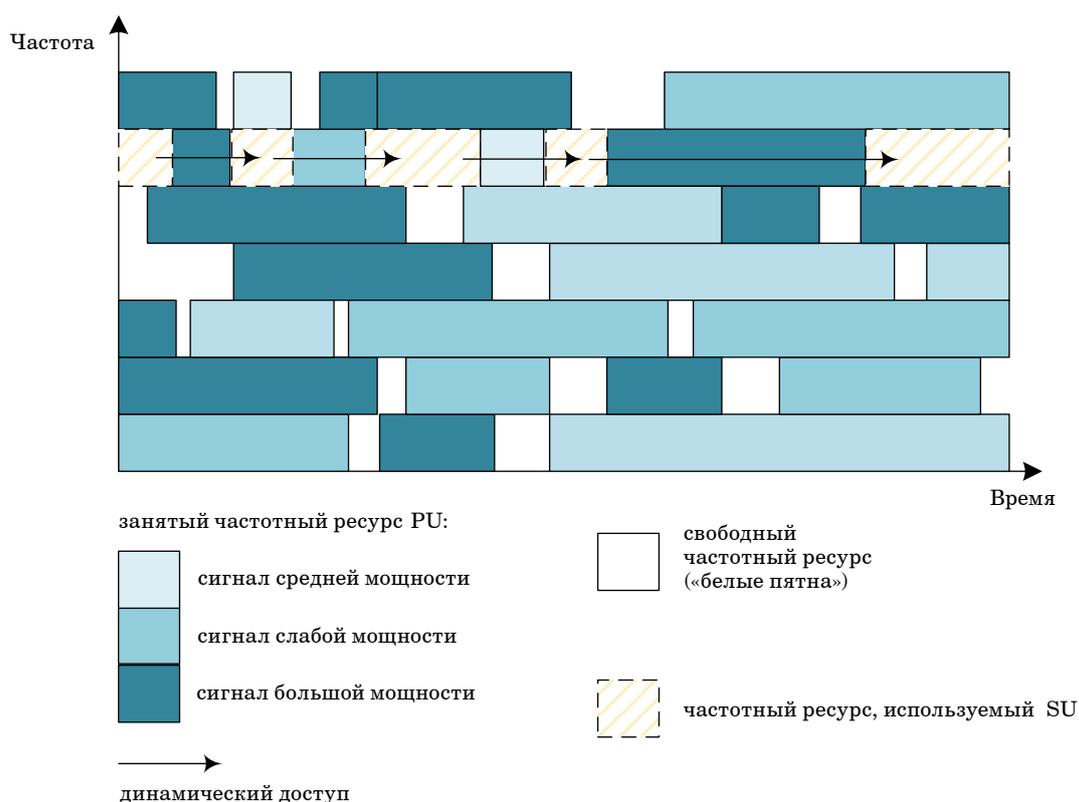
гую BS согласно критериям хендвера (handover) из модели [16] и тем самым перераспределять занятые ресурсы в частотном диапазоне.

В качестве SU выступают когнитивные устройства, использующие DSA для осуществления передачи данных между собой по рабочим каналам LTE-сети. Такие SU располагаются в отдельных ячейках REM и передают данные согласно сценарию их активности, но с рядом ограничений, которые связаны с возможностью использовать только свободные частотные ресурсы и уровнем сигналов, вносимых в канал передачи данных [3].

Первоначальным этапом является получение данных, хранимых в ячейке REM для одной BS, с последующим их изменением. Интеграция данных SU в каждый следующий кадр LTE осуществляется путем использования «белых пятен» лишь в ограниченной частотной полосе. На рис. 6 показан принцип внедрения данных SU во второй сверху частотный диапазон с условным размером 12 поднесущих (один RB). Это ограничение введено для оценки точности разделения сигналов PU и SU и прогнозирования свободных RB за ограниченный промежуток времени 1 мс. Данные SU передаются пакетами, где каждый



■ **Рис. 5.** Модель разделения данных PU и SU  
 ■ **Fig. 5.** The structure of the PU and SU data separation model



■ **Рис. 6.** Динамическое использование «белых пятен» SU в модели  
 ■ **Fig. 6.** Dynamic use of SU users frequency resource for model

пакет занимает один RB и может располагаться через несколько таких блоков. В качестве передаваемых данных (сообщения) будет использоваться случайный набор битов, который займет весь объем найденного свободного ресурса (см. рис. 4).

На следующем этапе формируется передаваемый радиосигнал, который подвергается шумовому воздействию, и в виде радиочастотного спектра заменяет выбранный в ячейке REM сигнал от BS.

Имитация приема включает синхронизацию и восстановление переданного кадра LTE (ресурсной сетки) на основе методики, описанной в спецификации TS 36.211. На заключительном шаге выполняется классификация принятых данных PU и SU, а также оценка точности их разделения.

### Алгоритм разделения данных

Классификация данных по типу пользователя в кадре LTE осуществляется на основе анализа ресурсной сетки и вида применяемой модуляции. Алгоритм разделения данных состоит из следующих этапов.

1. Определение основных параметров BS. Для выполнения последующих этапов классификации данных необходимо иметь информацию об основных статических параметрах BS, которые определяются в ходе анализа принятого радиосигнала.

2. Поиск и локализация RS на ресурсной сетке, оценка их схожести согласно спецификации LTE. На данном этапе после поиска сравниваются индексы обнаруженных сигналов и RS исходя из параметров BS, которые должны быть расположены в заданных позициях на сетке.

3. Проверка подлинности и сопоставление PSS и SSS согласно статическим параметрам BS. В случае успеха эти данные относятся к соответствующему типу разработанной модели разделения данных PU и SU.

4. Классификация и выделение служебных данных по их расположению и виду модуляции, а именно определение PBCH, PCFICH, PDCCH и PDSCH.

5. Поиск данных PU, который основывается на декодированной информации из блоков MIB и SIB, занятых для передачи данных пользователей, сопоставление с реальными данными, а также проверка вида модуляции в местах их расположения. Если индексы не соответствуют по-

зиции данных, RE присваивается неопределенный тип. При отсутствии данных на позициях, в которых они должны быть согласно системной информации, RE относятся к типу неиспользуемые (незаняты).

6. Поиск данных SU. Выполняется по всей ресурсной сетке перебором всех RB. Каждый такой блок анализируется, и определяется вид используемой в нем модуляции. Если в RB применяется несколько ее видов, то он не может быть занят данными SU. Если модуляция соответствует 16-QAM, то декодированный поток бит из этого блока проходит оценку корреляции с данными UID передатчика и приемника. В когнитивной системе связи все устройства SU известны, а их UUID определены. При правильном обнаружении UUID передатчика или приемника SU весь RB относится к типу пользовательских данных SU.

### Программная реализация модели

Модель разделения данных PU и SU разработана с использованием программной среды MatLab для исследований по оценке точности разделения и возможности планирования режима совместного доступа PU и SU.

### Получение передаваемых данных BS

В ходе выполнения данного этапа обеспечивается возможность импортировать необходимую информацию из REM либо генерировать данные PU с псевдослучайным распределением частотных ресурсов для последующей их передачи. В случае генерации для формирования всей структуры кадра LTE необходимо задать основные параметры BS: идентификационный номер BS; число подкадров; количество используемых RB; номер кадра и подкадра; количество используемых антенн; тип и длину циклического префикса; режим доступа к ресурсам (TDMA или FDMA).

Формирование имитационного радиосигнала LTE по нисходящей линии связи осуществляется функцией *lteRMCDLTool()* с заданными конфигурацией и массивом ячеек, содержащими информационные биты. В дальнейшем они циклически заполняют весь выделенный объем частотного ресурса. Пример формирования имитационного радиосигнала описан в листинге 1.

```

Листинг 1
% Параметры базовой станции
rmc = lteRMCDL('R.6'); % Генерация параметров базовой станции из модели R.6
rmc.NCellID = 1; % Идентификационный номер базовой станции
rmc.TotSubframes = 10; % Число сгенерированных подкадров (10 подкадров = 1 кадр)
    
```

```

rmc.NSubframe = 0;
rmc.PDSCH.RNTI = 61; % Идентификатор ресурсного блока данных
rmc.NFrame = 0; % Номер кадра
rmc.PDSCH.PRBSSet = RB_DL;
rmc.NDLRB = NDLRB;
rmc.CellRefP = 1;
rmc.PDSCH.RVSeq = [0 1 2 3];
rmc.OCNGPDSCH.Modulation = '16QAM';
% Генерация выходного сигнала
[signal, txGrid, rmc_out] = lteRMCDLTool(rmc,[1; 1; 0; 1]);
    
```

Сформированная ресурсная сетка для указанного примера в листинге 1 показана на рис. 7, а.

### Интегрирование данных вторичного пользователя

Данные SU встраиваются в свободный RB. Поиск такого блока осуществляется с 13-й по 24-ю поднесущую перебором всего кадра с выявлением всех незанятых RE. Первый найденный свободный RB будет использован для передачи данных SU. Эти ограничения связаны прежде всего с дальнейшими исследованиями по прогнозированию свободных ресурсов для передачи данных вторичными пользователями. На рис. 7, б представлена ресурсная сетка с встроенными данными SU, которые выделены белым прямоугольником.

### Имитация шумового воздействия

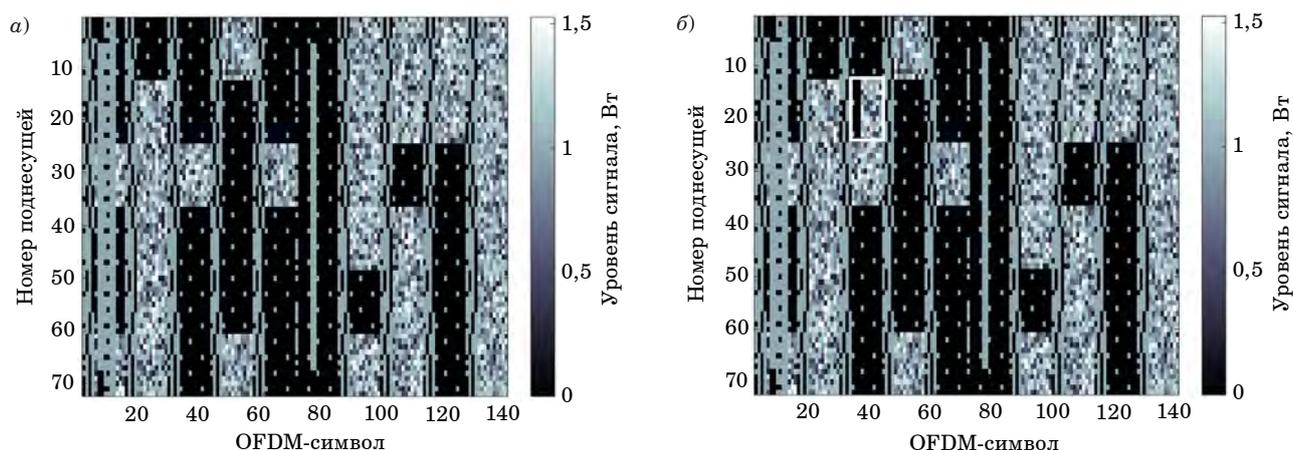
Шумовое воздействие имитируется путем наложения белого шума на радиосигнал LTE с заданным коэффициентом SNR. Для этого сформированная ресурсная сетка с интегрированными данными SU преобразуется в радиосигнал LTE. В модели уровень подмешиваемого шума задается параметром SNR в пределах от -15 до 30 дБ для исследований разделения данных PU и SU при шумовом воздействии. На рис. 8, а-г показана сгенерированная ресурсная сетка сигнала LTE после данного шага с разными значениями SNR. Пример наложения белого шума на радиосигнал LTE представлен в листинге 2.

```

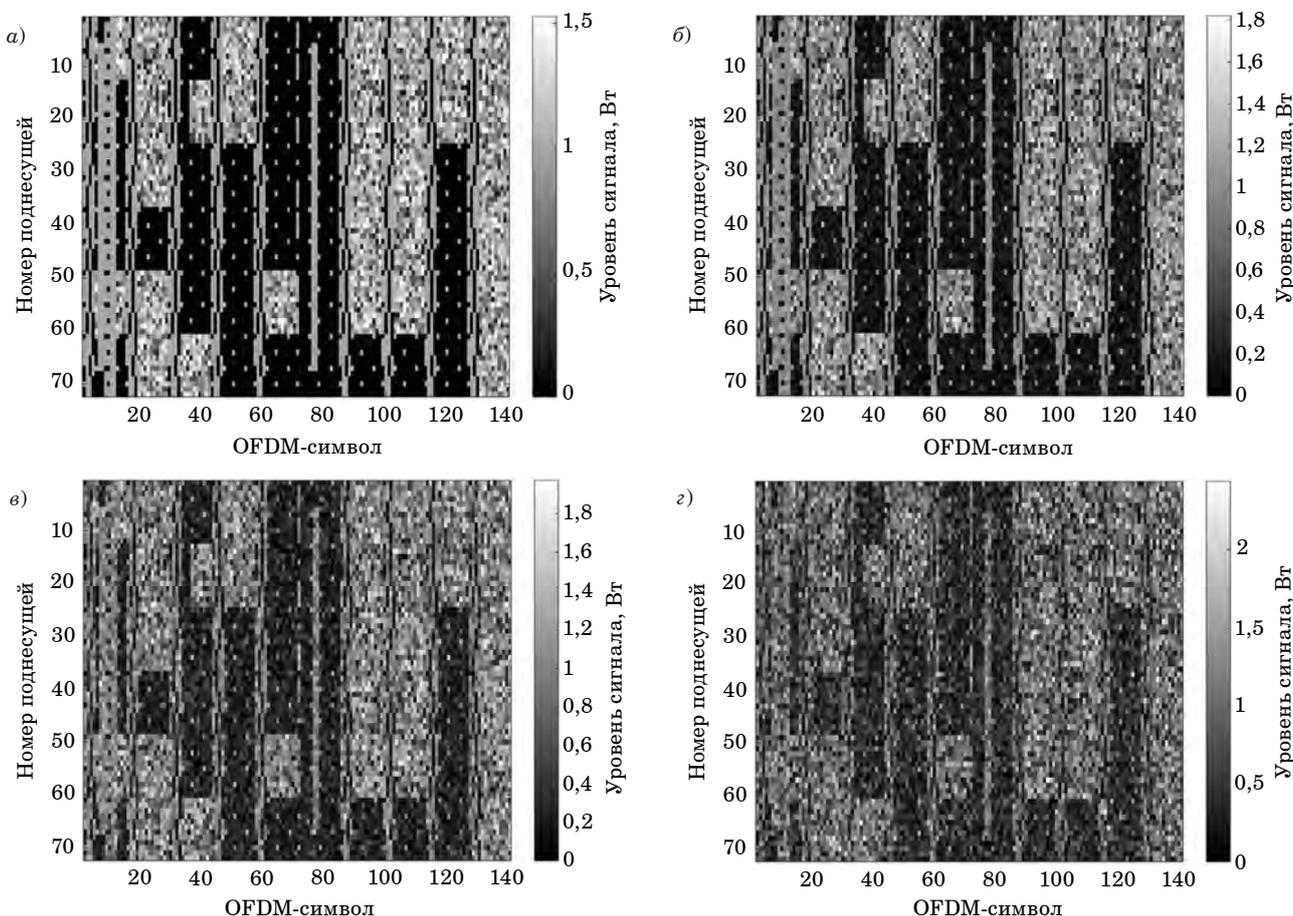
Листинг 2
% Наложение белого шума
[waveform,info] = lteOFDMModulate(rmc, txGrid);
eNodeBOutput = awgn(waveform, 5, 'measured');
recive = eNodeBOutput;
[rmc_out, rxgrid_out1] = module_awg(recive, rmc);
    
```

### Синхронизация по началу кадра

Для обеспечения приема переданных данных определяется начало кадра LTE путем выполнения синхронизации по PSS- и SSS-последовательностям [3]. Синхронизация по



■ **Рис. 7.** Сгенерированная ресурсная сетка LTE-сигнала от BS: *a* – содержит только данные PU; *b* – содержит данные PU и SU  
 ■ **Fig. 7.** Generated LTE signal resource grid from the BS: *a* – PU data only; *b* – PU and SU data



■ **Рис. 8.** Сгенерированная ресурсная сетка радиосигнала LTE после обработки шумом: *a* – без наложения шума; *b* – SNR = 10 дБ; *в* – SNR = 5 дБ; *з* – SNR = 1 дБ  
 ■ **Fig. 8.** Generated resource grid of the LTE signal after noise processing: *a* – without noise overlay; *b* – SNR = 10 dB; *в* – SNR = 5 dB; *з* – SNR = 1 dB

слотам и OFDM-символам выполняется на основе PSS. Следует отметить, что по ее значениям определяется физический идентификатор соты

(Physical layer Cell Identity, PCI). Передача всех битов PSS локализована в двух подкадрах (0-м и 5-м) каждого кадра, которые расположены

в 62 центральных поднесущих в последнем OFDM-символе. Биты SSS передаются в предпоследних OFDM-символах тех же подкадров и тоже занимают 62 центральных поднесущие. Значения битов SSS устанавливают группу для идентификатора соты в диапазоне от 0 до 167, по этой группе вычисляется номер соты.

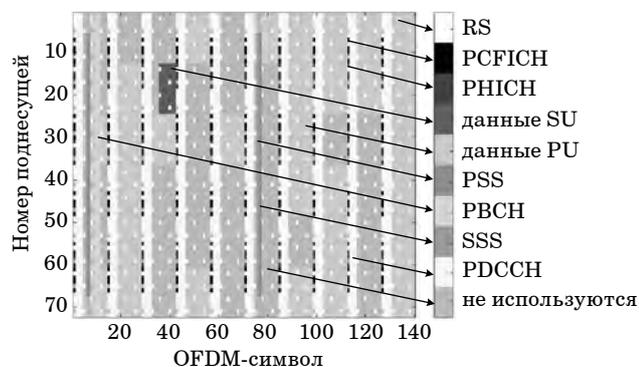
**Восстановление ресурсной сетки**

Полное восстановление ресурсной сетки можно выполнить путем декодирования блоков MIB и SIB. Расположение блока MIB в кадре LTE фиксированно, он содержит информацию о статических системных параметрах: количестве RB; числе антенн для нисходящей линии связи; текущем номере кадра LTE; данных подтверждения приема пакетов, передаваемых от UE к BS. Блоки SIB (1–16) содержат набор системных параметров и данные PU, с определенной периодичностью они могут занимать различные RB в кадре LTE.

Результат выполнения классификации представлен на рис. 9.

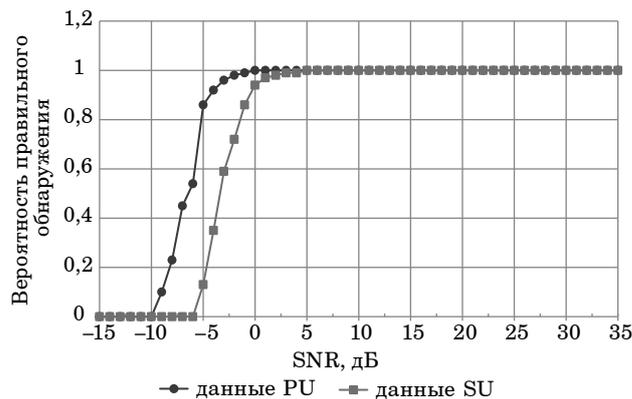
**Анализ полученных результатов разделения данных**

С использованием разработанной модели сформировано 1000 кадров LTE с данными PU, в которые включена информация SU. Каждый кадр подвергался наложению шума в диапазоне значений SNR от -15 до 30 дБ с шагом 1 дБ. Затем выполнялось разделение данных PU и SU согласно описанной выше модели с оценкой вероятности успешного декодирования данных при заданной вероятности ложного декодирования 1 % и временем анализа 1 мс. «Оценка рассчитывалась как отношение числа корректных считываний данных в MIB и SIB записях (поскольку они содержат информацию о местопо-



■ **Рис. 9.** Структура кадра LTE с классификацией по типу данных

■ **Fig. 9.** LTE frame structure classified by data type



■ **Рис. 10.** Вероятности корректного декодирования данных PU и SU

■ **Fig. 10.** Probabilities of correct PU and SU data decoding

жения пользовательских данных PU) к общему количеству экспериментальных исследований при заданном SNR» [3]. Аналогичным образом производилась оценка корректного декодирования данных SU. Результаты экспериментальных исследований представлены на рис. 10.

Анализ рис. 10 свидетельствует о корректном определении PU при значениях SNR менее 5 дБ, что обусловлено заданными параметрами BS, шестью RB, а также особенностью формируемого в модели радиосигнала LTE без смещения по частоте и времени. Значение вероятности правильного обнаружения данных PU 0,5 достигается при SNR = -6,5 дБ. Данные SU с вероятностью 0,5 определяются при SNR = -3,5 дБ. Это обусловлено отсутствием обработки помехоустойчивым кодом при формировании кадра данных SU. Полученные значения согласуются с результатами, представленными в работе [8], но обеспечивают вероятность правильного обнаружения с пороговым значением 0,5 при более низком значении SNR с заданной вероятностью ложного обнаружения 1 % и временем анализа 1 мс.

**Заключение**

Предложена классификация передаваемых данных по типам в когнитивной системе связи на базе LTE. С учетом этого определены признаки разделения данных пользователей в когнитивной системе связи на базе LTE-сети. Для этого используется вид применяемой модуляции и местоположение на ресурсной сетке кадра LTE. Разработан алгоритм разделения, состоящий из шести этапов, который лег в основу программной реализации модели, реализованной в пакете MatLab. Выполнено имитационное моделирование с шумовым воздействием на формируе-

мый радиосигнал. Разработанная модель разделения данных в частотном диапазоне от 1720 до 1835 МГц обеспечивает более высокую точность при сравнимом времени анализа. Представленные результаты могут быть использо-

ваны при проектировании систем когнитивной связи для прогнозирования занятости частотных ресурсов и планирования совместного доступа к ним вторичных пользователей.

## Литература

1. Khan M., Khan L., Gul N., Amir M., Kim J., Kim S. Support vector machine-based classification of malicious users in cognitive radio networks. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2020, pp. 1–11. doi:10.1155/2020/8846948
2. Косичкина Т. П., Сперанский В. С., Спириин А. П., Фролов А. А. Когнитивные сверхширокополосные радиосистемы как метод повышения эффективности использования радиочастотного спектра. *Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт*, 2015, т. 9, № 12, с. 37–43.
3. Чертков В. М., Богущ Р. П., Адамовский Е. Р., Наумович Н. М., Стежко И. К. Имитационное моделирование разделения данных первичных и вторичных пользователей в когнитивной системе связи. *Информатика: проблемы, методы, технологии: материалы XXIII Междунар. науч.-практ. конф. им. Э. К. Алгазинова*, Воронеж, 15–17 февраля 2023 г., 2023, с. 471–477.
4. Veibei W., Ray Liu K. J. Advances in cognitive radio networks: A survey. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2011, vol. 5, no. 1, pp. 5–23. doi:10.1109/JSTSP.2010.2093210
5. Головской В. А. О моделях в исследованиях когнитивных радиосистем. *Тр. Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики*, 2022, № 2, с. 8–11.
6. Гринин Е. Е., Антиликаторов А. Б., Четкин О. В., Новикова И. А. Исследование алгоритмов обнаружения сигналов в когнитивных радиосетях. *Вестник Воронежского государственного технического университета*, 2021, т. 17, № 2, с. 101–106. doi:10.36622/VSTU.2021.17.2.016
7. Кандаурова Е. О., Чиров Д. С., Базылев М. В. Адаптивный алгоритм обнаружения радиосигналов в системах когнитивного радио. *Электросвязь*, 2022, № 10, с. 44–51. doi:10.34832/ELSV2022.35.10.007
8. Guibène W., Slock D. Signal separation and classification algorithm for cognitive radio networks. *2012 Intern. Symp. on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, Paris, France, 2012, pp. 301–305. doi:10.1109/ISWCS.2012.6328378
9. Thilina K. M., Choi K. W., Saquib N., Hossain E. Pattern classification techniques for cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks: SVM and W-KNN approaches. *2012 IEEE Global Communica-tions Conf. (GLOBECOM)*, Anaheim, CA, USA, 2012, pp. 1260–1265. doi:10.1109/GLOCOM.2012.6503286
10. Pandit S., Singh G. An overview of spectrum sharing techniques in cognitive radio communication system. *Wireless Networks*, 2017, no. 23, pp. 497–518. doi:10.1007/s11276-015-1171-1
11. Бахтин А. А., Волков А. С., Солодков А. В., Свиридов И. А. Система распознавания модуляции сигналов на основе нейронной сети с использованием ПЛИС. *Тр. МАИ*, 2021, № 121, с. 15. doi:10.34759/trd-2021-121-13
12. Головской В. А. Об идентификации модели ослабления при распространении радиоволн. *Научно-технические технологии в космических исследованиях Земли*, 2022, т. 14, № 5, с. 38–44. doi:10.36724/2409-5419-2022-14-5-38-44
13. Гребешков А. Ю., Зарипова Э. Р., Зуев А. В. Исследование времени переключения абонентского устройства между сетью LTE и когнитивной радиосетью. *Инфокоммуникационные технологии*, 2018, т. 16, № 1, с. 108–116. doi:10.18469/ikt.2018.16.1.12
14. Головской В. А., Филинов В. С. Предложения по созданию когнитивных систем передачи данных для робототехнических комплексов. *Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт*, 2019, т. 13, № 9, с. 22–29. doi:10.24411/2072-8735-2018-10306
15. Жук А. П., Студеникин А. В., Кузин А. В., Лебедев Д. А. Алгоритм повышения структурной скрытности систем передачи информации с кодовым разделением каналов. *Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий (РЭУС-2022): докл. Всерос. конф.*, Москва, 08–10 июня 2022 г., вып. LXXVII, М., 2022, с. 175–180.
16. Sesia S., Toufik I., Baker M. *LTE – the UMTS long term evolution: from theory to practice*. 2nd ed. Wiley, 2011. 752 p. doi:10.1002/9780470978504
17. Дроздова В. Г., Белов М. А. Оценка пропускной способности сетей LTE. *Мобильные телекоммуникации*, 2012, № 5, с. 20–22.
18. Скрынников В. Г. *Радиосистемы UMTS/LTE. Теория и практика*. Спорт и культура, 2012. 864 с.
19. Адамовский Е. Р., Чертков В. М., Богущ Р. П. Модель формирования карты радиосреды для когнитивной системы связи на базе сотовой сети LTE. *Компьютерные исследования и моделирование*, 2022, т. 14, № 1, с. 127–146. doi:10.20537/2076-7633-2022-14-1-127-146

UDC 621.396.218:004.94

doi:10.31799/1684-8853-2023-5-43-54

EDN: GUFVYP

**User data separation model in an LTE-based cognitive communication system**V. M. Chertkov<sup>a</sup>, PhD, Tech., Associate Professor, orcid.org/ 0000-0002-2603-9873, v.chertkov@psu.byR. P. Bohush<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Associate Professor, orcid.org/ 0000-0002-6609-5810Y. R. Adamovskiy<sup>a</sup>, Post-Graduate Student, orcid.org/ 0000-0003-1044-8741<sup>a</sup>Euphrosyne Polotskaya State University of Polotsk, 29, Blokhin St., 211440, Novopolotsk, Republic of Belarus

**Introduction:** The development of wireless communication systems gives rise to the problem of spectrum shortage, for the solution of which the cognitive radio use proves to be promising. One of the key features of this technology is the dynamic allocation and access to radio frequency channels. The identification of frequency resources that are not occupied by primary users at the necessary time points is carried out with the use of specialized algorithms for signal analysis and with the separation of transmitted and accumulated data, interference being taken into account. The efficiency of these algorithms largely determines the speed and accuracy of information transfer between secondary users. **Purpose:** To develop a data classification model based on the modulation type for an LTE-based cognitive communication system. To create a model for separating primary and secondary user data to ensure sharing mode planning. **Results:** We develop a classification model and propose some features that can be used to separate primary and secondary user signals. We present an algorithm for classifying data in a frame of an LTE network signal. We implement the MatLab software as a simulation model component. The analysis of the simulation results shows that the primary and secondary user data with a signal-to-noise ratio of at least 1 dB are correctly decoded with a probability of 0.98 with a given false detection probability of 0.01 in the frequency range from 1720 to 1835 MHz with the analysis time of 1 ms. **Practical relevance:** The application of the results obtained makes it possible to accurately estimate the spectrum occupancy taking into account the primary and secondary user data, as well as to plan the access of secondary users, which will improve the performance of cognitive communication systems.

**Keywords** – data classification, cognitive radio, primary and secondary users, dynamic spectrum access.

**For citation:** Chertkov V. M., Bohush R. P., Adamovskiy Y. R. User data separation model in an LTE-based cognitive communication system. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2023, no. 5, pp. 43–54 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2023-5-43-54, EDN: GUFVYP

**References**

- Khan M., Khan L., Gul N., Amir M., Kim J., Kim S. Support vector machine-based classification of malicious users in cognitive radio networks. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2020, pp. 1–11. doi:10.1155/2020/8846948
- Kosichkina T. P., Speransky V. S., Spirin A. P., Frolov A. A. Cognitive uwb radio systems as a method of improving the efficiency of radio spectrum use. *T-Comm*, 2015, vol. 9, no. 12, pp. 37–43 (In Russian).
- Chertkov V. M., Bohush R. P., Adamovskiy Y. R., Naumovich N. M., Stezhko I. K. Simulation modeling of data separation of primary and secondary users in a cognitive communication system. *Materialy XXIII Mezhdunarodnoj nauchno-prakticheskoy konferencii im. E. K. Algazinova "Informatika: problemy, metody, tekhnologii"* [Materials of the XXIII Intern. Scient. and Pract. Conf. named after E. K. Algazinova "Informatics: problems, methods, technologies"]. Voronezh, 2023, pp. 471–477 (In Russian).
- Beibei W., Ray Liu K. J. Advances in cognitive radio networks: A survey. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2011, vol. 5, no. 1, pp. 5–23. doi:10.1109/JSTSP.2010.2093210
- Golovskoy V. A. About models in research of cognitive radio systems. *Trudy Severo-Kavkazskogo filiala Moskovskogo tekhnicheskogo universiteta svyazi i informatiki*, 2022, no. 2, pp. 8–11 (In Russian).
- Grinin E. E., Antilikatorov A. B., Chetkin O. V., Novikova I. A. Research of signal detection algorithms in cognitive radio networks. *Bulletin of Voronezh State Technical University*, 2021, vol. 17, no. 2, pp. 101–106 (In Russian). doi:10.36622/VSTU.2021.17.2.016
- Kandaurova E. O., Chirov D. S., Bazylev M. V. An adaptive algorithm for detecting radio signals in cognitive radio systems. *Elektrosvyaz*, 2022, no. 10, pp. 44–51 (In Russian). doi:10.34832/ELSV2022.35.10.007
- Guibène W., Slock D. Signal separation and classification algorithm for cognitive radio networks. *2012 Intern. Symp. on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, Paris, France, 2012, pp. 301–305. doi:10.1109/ISWCS.2012.6328378
- Thilina K. M., Choi K. W., Saquib N., Hossain E. Pattern classification techniques for cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks: SVM and W-KNN approaches. *2012 IEEE Global Communications Conf. (GLOBECOM)*, Anaheim, CA, USA, 2012, pp. 1260–1265. doi:10.1109/GLOCOM.2012.6503286
- Pandit S., Singh G. An overview of spectrum sharing techniques in cognitive radio communication system. *Wireless Networks*, 2017, no. 23, pp. 497–518. doi:10.1007/s11276-015-1171-1
- Bakhtin A. A., Volkov A. S., Solodkov A. V., Sviridov I. A. A neural network-based signal modulation recognition system implemented on a FPGA. *Trudy MAI*, 2021, no. 121, pp. 1–5 (In Russian). doi:10.34759/trd-2021-121-13
- Golovskoy V. A. On the identification of the attenuation model in the propagation of radio waves. *H & ES Reserch*, 2022, vol. 14, no. 5, pp. 38–44 (In Russian). doi:10.36724/2409-5419-2022-14-5-38-44
- Grebeshkov A. Y., Zaripova E. R., Zuev A. V. Estimation of user equipment handover time from LTE network to cognitive radio network. *Infokommunikacionnye tekhnologii*, 2018, vol. 16, no. 1, pp. 108–116 (In Russian). doi:10.18469/ikt.2018.16.1.12
- Golovskoy V. A., Filinov V. S. Proposals for the creation of cognitive data transmission systems for robotic complex. *T-Comm*, 2019, vol. 13, no. 9, pp. 22–29 (In Russian). doi:10.24411/2072-8735-2018-10306
- Zhuk A. P., Studenikin A. V., Kuzin A. V., Lebedev D. A. An algorithm for increasing the structural secrecy of information transmission systems with code separation of channels. *Doklady Vserossiyskoy konferencii "Radioelektronnye ustroystva i sistemy dlya infokommunikacionnyh tekhnologij" (REUS-2022)* [Reports of the All-Russian Conf. "Radio-electronic devices and systems for information and communication technologies" (REDS-2022)]. Moscow, 2022, pp. 175–180 (In Russian).
- Sesia S., Toufik I., Baker M. *LTE – the UMTS long term evolution: from theory to practice*. 2nd ed. Wiley, 2011. 752 p. doi:10.1002/9780470978504
- Drozdova V. G., Belov M. A. LTE network throughput estimation. *Mobile Telecommunications*, 2012, no. 5, pp. 20–22 (In Russian).
- Skrynnikov V. G. *Radiopodsistemy UMTS/LTE. Teoriya i praktika* [UMTS/LTE radio subsystems. Theory and practice]. Sport i kul'tura Publ., 2012. 864 p. (In Russian).
- Adamovskiy Y. R., Chertkov V. M., Bohush R. P. Model for building of the radio environment map for cognitive communication system based on LTE. *Computer Research and Modeling*, 2022, vol. 14, no. 1, pp. 127–146 (In Russian). doi:10.20537/2076-7633-2022-14-1-127-146



## Управление характеристиками системы массового обслуживания через сдвиг законов распределений

В. Н. Тарасов<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор, [orcid.org/0000-0002-9318-0797](https://orcid.org/0000-0002-9318-0797), [v.tarasov@psuti.ru](mailto:v.tarasov@psuti.ru)

Н. Ф. Бахарева<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор, [orcid.org/0000-0002-9850-7752](https://orcid.org/0000-0002-9850-7752)

<sup>а</sup>Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Л. Толстого ул., 23, Самара, 443010, РФ

**Введение:** результаты классической теории массового обслуживания используются для моделирования вычислительных систем и сетей связи, а в качестве основных характеристик при этом служат средняя задержка заявок в очереди и средняя длина очереди. Возможность регулировать такие характеристики, как время ожидания в очереди или длина очереди, могла бы принести много нового в системы передачи данных. **Цель:** представление нового класса систем массового обслуживания как систем с запаздыванием во времени для расширения области применения моделей массового обслуживания. **Методы:** для получения новых моделей массового обслуживания на основе классических систем предложен метод сдвига законов распределений в системах массового обслуживания. **Результаты:** представлены численно-аналитические решения для двух различных систем в сопоставлении с решениями, полученными с помощью имитационных моделей дискретно-событийного моделирования. Показано, что сдвиг закона распределения вправо с точки зрения теории вероятностей увеличивает математическое ожидание описываемой случайной величины и тем самым уменьшает коэффициент вариации. Известно, что среднее время ожидания требований прямо пропорционально квадратам коэффициентов вариаций временных интервалов поступления и обслуживания, и оно в системах со сдвинутыми распределениями по сравнению с обычными классическими системами уменьшится многократно. Параметры законов распределений, формирующих системы массового обслуживания, а также их числовые характеристики становятся функционально зависимыми от временного сдвига. В этом случае важнейшие характеристики системы массового обслуживания также будут зависеть от временного сдвига, и, следовательно, появится возможность управлять ими через параметр сдвига. Полученные результаты подтверждены численными расчетами, а также имитационными экспериментами в системе дискретно-событийного моделирования GPSS World. **Практическая значимость:** полученные результаты могут быть применены в теории и практике передачи данных, позволяя регулировать время ожидания в очереди и длину очереди в буферах в системах передачи данных. **Обсуждение:** в дальнейшем предстоит оценка прикладного аспекта предложенного подхода применительно к системам передачи данных. Для этого необходимо разработать экспериментальный программно-аппаратный комплекс для подтверждения полученных результатов.

**Ключевые слова** – системы с временным сдвигом, преобразование Лапласа, интегральное уравнение Линдли, спектральное решение, дискретно-событийное моделирование, GPSS World.

**Для цитирования:** Тарасов В. Н., Бахарева Н. Ф. Управление характеристиками системы массового обслуживания через сдвиг законов распределений. *Информационно-управляющие системы*, 2023, № 5, с. 55–63. doi:10.31799/1684-8853-2023-5-55-63, EDN: IVEQJM

**For citation:** Tarasov V. N., Bakhareva N. F. Controlling queuing system characteristics through shifting the distribution laws. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2023, no. 5, pp. 55–63 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2023-5-55-63, EDN: IVEQJM

### Введение

Рассмотрим одноканальные системы массового обслуживания (СМО; Queuing Systems, QS) A/B/1 по символике Кендалла, для которых законы распределения A и B подвергнуты сдвигу. Таким образом, функции плотности, формирующие систему, имеют вид

$$a(t) = \begin{cases} a(t - t_0), & t \geq t_0 \\ 0, & 0 \leq t < t_0 \end{cases};$$
$$b(t) = \begin{cases} b(t - t_0), & t \geq t_0 \\ 0, & 0 \leq t < t_0 \end{cases}. \quad (1)$$

Будем считать, что функции (1) принадлежат к классу функций, преобразуемых по

Лапласу. Операция временного сдвига трансформирует обычные СМО в системы с запаздыванием, а ограничение преобразуемости по Лапласу накладывается из-за применяемого спектрального метода решения задачи для получения численно-аналитических результатов.

Из-за такой трансформации коэффициенты вариаций временных интервалов для таких систем претерпевают характерные изменения, и эти системы будут относиться к наиболее общему типу G/G/1. В качестве основного метода при анализе СМО G/G/1 будем использовать давно известный метод спектрального решения интегрального уравнения Линдли относительно функции распределения времени ожидания  $W(y)$  [1]:

$$W(y) = \int_0^y W(y-u) dC(u), \quad y \geq 0,$$

где  $C(u)$  — функции распределения случайной величины — разности между временем обслуживания требования и временем между поступлениями двух соседних требований.

В научной литературе встречается довольно много примеров использования спектрального метода в различных областях [2, 3]. При решении интегрального уравнения Линдли спектральным методом через преобразования Лапласа  $A^*(s)$ ,  $B^*(s)$  функции плотности  $\alpha(t)$  и  $b(t)$  определяется закон распределения времени ожидания. После этого определяются среднее время ожидания  $\bar{W}$  и при необходимости его моменты более высокого порядка. Для этого строится рациональная функция вида

$$A^*(-s)B^*(s) - 1 = \alpha(s)/\beta(s), \quad (2)$$

где  $s$  — комплексная переменная. Далее методика спектрального решения сводится к конструированию компонент разложения  $\alpha(s)$ ,  $\beta(s)$  и нахождению его нулей и полюсов.

В настоящей статье мы рассмотрим две системы, когда первая СМО сформирована двумя потоками, определяемыми сдвинутыми функциями распределения Эрланга вида

$$F(t) = \begin{cases} 1 - e^{-\alpha(t-t_0)} \sum_{k=0}^1 \frac{[\alpha(t-t_0)]^k}{k!}, & t \geq t_0, \alpha > 0, \\ 0, & 0 \leq t < t_0 \end{cases}$$

а вторая СМО сформирована сдвинутыми экспоненциальными распределениями

$$F(t) = \begin{cases} 1 - e^{-\gamma(t-t_0)}, & t \geq t_0, \gamma > 0 \\ 0, & 0 \leq t < t_0 \end{cases}$$

Причем потоки в обоих случаях имеют строго одинаковое время запаздывания  $t_0$ . Эти СМО, в отличие от классических систем, однозначно становятся немарковскими. Выбор таких систем обусловлен тем, что в системе имитационного моделирования GPSS Word имеются качественные генераторы таких случайных последовательностей.

Как в отечественной, так и в зарубежной научной литературе авторами не найдено исследований по подобным СМО. Впервые такое исследование проведено нами [4], дальнейшее развитие тематики представлено в [5–7] и других работах. Наиболее близки по данному вопросу статьи [8, 9]. В настоящей работе использованы приемы и методы аппроксимации законов распределений

на основе метода моментов, более подробно эти подходы описаны в работах [10–13]. В [14–23] представлены наиболее интересные и значимые результаты последних лет.

## Постановка и решение задачи

Пусть заданы СМО, описываемые преобразуемыми по Лапласу сдвинутыми на величину  $t_0$  функциями плотности. Требуется получить для них численно-аналитические решения, провести вычислительный и имитационный эксперименты в целях подтверждения адекватности представленных математических моделей.

При сдвиге закона распределения вправо на величину  $t_0$  математическое ожидание случайной величины увеличится на эту же величину, а значение коэффициента вариации, обратно пропорциональное математическому ожиданию, уменьшится. Тогда базовые знания из общей теории массового обслуживания позволят нам утверждать, что среднее время ожидания в системе уменьшится [1]. В этом будет заключаться принципиальное отличие рассматриваемых систем от классических СМО [4–7].

Из теории преобразований Лапласа для функций плотности  $f(t)$ , для которых существует функция

$$F^*(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} f(t) dt \equiv L[f(t)],$$

известно свойство запаздывания [1]: для любого  $t_0 > 0$  справедливо равенство  $L[f(t-t_0)] = e^{-st_0} F^*(s)$ , где  $\text{Re}(s) > 0$ . Тогда для основного выражения метода спектрального решения  $A^*(-s)B^*(s) - 1 = \alpha(s)/\beta(s)$  для СМО со сдвинутыми законами распределений с учетом свойства запаздывания имеет место равенство

$$\begin{aligned} \alpha(s)/\beta(s) &= e^{t_0 s} A^*(-s) e^{-t_0 s} B^*(s) - 1 = \\ &= A^*(-s) B^*(s) - 1. \end{aligned} \quad (3)$$

Отсюда следует, что спектральное решение (2) не зависит от сдвига закона распределения и по форме совпадает с решением для классической системы. Также очевидно, что законы распределений (1) у СМО должны иметь строго одинаковое время запаздывания  $t_0$  для выполнения равенства (3).

## Решение задачи для первой СМО

Рассмотрим СМО, сформированную функциями плотности

$$\alpha(t) = \lambda^2(t-t_0)e^{-\lambda(t-t_0)};$$

$$b(t) = \mu^2(t - t_0)e^{-\mu(t-t_0)}, t \geq t_0 \quad (4)$$

с преобразованиями Лапласа

$$A^*(s) = \left(\frac{\lambda}{\lambda + s}\right)^2 e^{-t_0 s}; B^*(s) = \left(\frac{\mu}{\mu + s}\right)^2 e^{-t_0 s}.$$

Спектральное решение  $A^*(-s)B^*(s) - 1 = \alpha(s)/\beta(s)$  как для обычной системы, так и для системы, описываемой функциями плотности (4), будет иметь вид

$$\frac{\alpha(s)}{\beta(s)} = \left(\frac{\lambda}{\lambda - s}\right)^2 \left(\frac{\mu}{\mu + s}\right)^2 - 1 = \frac{\lambda^2 \mu^2 - (\lambda - s)^2 (\mu + s)^2}{(\lambda - s)^2 (\mu + s)^2} = \frac{-s(s^3 - c_2 s^2 - c_1 s - c_0)}{(\lambda - s)^2 (\mu + s)^2},$$

где коэффициенты  $c_0 = 2\lambda\mu(\mu - \lambda)$ ,  $c_1 = -(\lambda^2 - 4\lambda\mu + \mu^2)$ ,  $c_2 = -2(\mu - \lambda)$  зависят от параметров  $\lambda, \mu$  распределений (4). Рассматривая далее только установившийся режим работы системы ( $\lambda < \mu$ ), устанавливаем нули разложения:  $s = 0, -s_1, -s_2, s_3$ . Здесь знаком “-” отмечены действительные отрицательные корни. Полюса разложения:  $s = \lambda, s = -\mu$ .

Следуя методике спектрального решения, строим компоненты разложения

$$\alpha(s) = \frac{s(s + s_1)(s + s_2)}{(\mu + s)^2}, \beta(s) = -\frac{(\lambda - s)^2}{(s - s_3)},$$

удовлетворяющие определенным условиям [1]. Опуская известные математические выкладки метода, запишем преобразование Лапласа функции плотности времени ожидания  $W$  для первой системы:

$$W^*(s) = s\Phi_+(s) = \frac{s_1 s_2 (s + \mu)^2}{\mu^2 (s + s_1)(s + s_2)}. \quad (5)$$

Из преобразования (5) получим среднее значение  $\bar{W}$  как первый начальный момент времени ожидания для первой системы:

$$\bar{W} = 1/s_1 + 1/s_2 - 1/\mu. \quad (6)$$

Для определения параметров (6) применяем известные приемы аппроксимации законов распределений с использованием их моментов. Запишем выражения для моментов распределений: средних значений интервалов и коэффициентов вариаций.

Обозначим средний интервал между поступлениями требований и коэффициент вариации соответственно  $\bar{t}_\lambda$  и  $c_\lambda$ :

$$\bar{t}_\lambda = 2/\lambda + t_0, c_\lambda = \sqrt{2}/(2 + \lambda t_0). \quad (7)$$

Для времени обслуживания получим аналогичные выражения

$$\bar{t}_\mu = 2/\mu + t_0, c_\mu = \sqrt{2}/(2 + \mu t_0). \quad (8)$$

Из полученных значений числовых характеристик устанавливаем, что коэффициенты вариаций временных интервалов для первой системы уменьшаются в  $(1 + \lambda t_0/2)$  и  $(1 + \mu t_0/2)$  раз соответственно.

Уравнения моментов (7) и (8) позволяют определить параметры (6). Варьируя значение параметра  $t_0$  в пределах  $0 < t_0 < \bar{t}_\mu$  при заданных значениях моментов распределений, определяем параметры распределений (4)  $\lambda, \mu$  и нужные нам нули разложения  $s_1, s_2$  и используем формулу (6). Заметим, что четыре уравнения моментов (7) и (8) относительно трех неизвестных  $\lambda, \mu, t_0$  связывают коэффициенты вариаций  $c_\lambda, c_\mu$  функциональной зависимостью через параметр сдвига  $t_0$ , и как следствие получаем интервалы их изменения  $0 < c_\lambda, c_\mu < 1/\sqrt{2}$ .

### Решение задачи для второй СМО

Дана СМО, сформированная функциями плотности

$$a(t) = \lambda e^{-\lambda(t-t_0)}, b(t) = \mu e^{-\mu(t-t_0)}, t \geq t_0 \quad (9)$$

с преобразованиями Лапласа

$$A^*(s) = \frac{\lambda e^{-t_0 s}}{s + \lambda}, B^*(s) = \frac{\mu e^{-t_0 s}}{s + \mu}.$$

Спектральное решение уравнения Линдли для второй системы имеет вид

$$A^*(-s)B^*(s) - 1 = \frac{\alpha(s)}{\beta(s)} = \frac{s(s + \mu - \lambda)}{(\lambda - s)(\mu + s)}$$

и приводит к следующему решению:

$$\bar{W} = \frac{\lambda/\mu}{\mu - \lambda}. \quad (10)$$

Для нахождения неизвестных параметров  $\lambda$  и  $\mu$  распределений (9) составим уравнения моментов для средних значений временных интервалов и их коэффициентов вариаций:

$$\bar{t}_\lambda = 1/\lambda + t_0, \bar{t}_\mu = 1/\mu + t_0, c_\lambda = 1/(1 + \lambda t_0), c_\mu = 1/(1 + \mu t_0). \quad (11)$$

Уравнения моментов (11) позволяют выразить неизвестные параметры  $\lambda$  и  $\mu$  распределений (9) через задаваемый параметр сдвига  $t_0$  и преобразовать выражение (10) к виду

$$\bar{W} = \frac{(\bar{\tau}_\mu - t_0)^2}{(\bar{\tau}_\lambda - \bar{\tau}_\mu)}. \quad (12)$$

Из уравнений моментов (11) для коэффициентов вариаций получим диапазоны их изменения  $0 < c_\lambda, c_\mu < 1$  при  $0 < t_0 < \bar{\tau}_\mu$ . При этом четыре уравнения моментов (11) относительно трех неизвестных  $\lambda, \mu, t_0$  связывают коэффициенты вариаций  $c_\lambda, c_\mu$  функциональной зависимостью через параметр сдвига  $t_0$ .

**Результаты численных расчетов и имитационного моделирования**

Данные расчетов в Mathcad характеристик двух вышерассмотренных систем для случаев умеренной ( $\rho = 0,6$ ) и высокой ( $\rho = 0,95$ ) нагрузок при единичном времени обслуживания приведены в табл. 1, где среднее время ожидания в системах с временным сдвигом обозначено  $\bar{W}$ , а средняя длина очереди –  $\bar{N}_q$ , в обычной системе –  $\bar{W}_{об}, \bar{N}_{qоб}$ .

Результаты вычислительных экспериментов полностью подтверждают наши предположения

■ **Таблица 1.** Результаты вычислительных экспериментов для СМО  
 ■ **Table 1.** Results of computational experiments for the QS

Входные параметры				Выходные результаты			
$\rho$	$c_\lambda$	$c_\mu$	$t_0$	$\bar{W}$	$\bar{N}_q$	$\bar{W}_{об}$	$\bar{N}_{qоб}$
<b>Первая СМО</b>							
0,6	0,703	0,700	0,01	0,617	0,370	0,631	0,378
	0,665	0,636	0,10	0,502	0,301		
	0,495	0,354	0,50	0,137	0,082		
	0,287	0,007	0,99	0,000	0,000		
0,95	0,700	0,700	0,01	9,169	8,70	9,356	8,888
	0,640	0,636	0,10	7,566	7,188		
	0,371	0,354	0,50	2,304	2,189		
	0,042	0,007	0,99	0,000	0,000		
<b>Вторая СМО</b>							
0,6	0,994	0,99	0,01	1,470	0,882	1,50	0,90
	0,94	0,90	0,10	1,215	0,729		
	0,70	0,50	0,50	0,375	0,225		
	0,406	0,01	0,99	0,000	0,000		
0,95	0,991	0,99	0,01	18,622	17,691	19,00	18,05
	0,905	0,90	0,10	15,390	14,621		
	0,525	0,50	0,50	4,750	4,513		
	0,060	0,01	0,99	0,002	0,002		

относительно систем со сдвинутыми законами распределений. Также очевидно, что в силу непрерывности при  $t_0 = 0$  эти системы трансформируются в классические СМО.

Результаты имитационного моделирования для рассматриваемых СМО в системе GPSS World (табл. 2) получены с использованием соответствующих генераторов случайных величин. При этом распределение Эрланга рассматривается как частный случай гамма-распределения. В этих генераторах предусмотрен сдвиг закона распределения вправо на соответствующую величину. Средняя длина очереди в системе обозначена  $\bar{N}_q$ .

Код программы первой СМО ( $\rho = 0,95, t_0 = 0,5$ , результаты представлены на рис. 1):

```
10 GENERATE (GAMMA (1, 0.5, 0.276, 2))
20 QUEUE QCHAN
30 SEIZE CHAN
40 DEPART QCHAN
50 ADVANCE (GAMMA (1, 0.5, 0.25, 2))
60 RELEASE CHAN
70 TERMINATE 1
80 START 1000000
```

Поясним входные параметры для первой имитационной модели. Задаем средние значения интервалов поступлений и обслуживания  $\bar{\tau}_\lambda = 20/19, \bar{\tau}_\mu = 1$ , тогда загрузка  $\rho = \bar{\tau}_\mu / \bar{\tau}_\lambda = 0,95$ . Из равенств (7) и (8) определим  $\lambda = 2 / (\bar{\tau}_\lambda - t_0) = 3,619, 1/\lambda = 0,276, \mu = 2 / (\bar{\tau}_\mu - t_0) = 4,0, 1/\mu = 0,250$ .

Код программы второй СМО ( $\rho = 0,95, t_0 = 0,5$ , результаты представлены на рис. 2):

```
10 GENERATE (Exponential (1, 0.5, 0.553))
20 QUEUE QCHAN
30 SEIZE CHAN
40 DEPART QCHAN
50 ADVANCE (Exponential (1, 0.5, 0.5))
60 RELEASE CHAN
70 TERMINATE 1
80 START 1000000
```

Пояснения по входным параметрам для второй имитационной модели. Задаем средние значения интервалов поступлений и обслуживания  $\bar{\tau}_\lambda = 20/19, \bar{\tau}_\mu = 1$ , тогда загрузка  $\rho = \bar{\tau}_\mu / \bar{\tau}_\lambda = 0,95$ . Из равенств (11) определим  $\lambda = 1 / (\bar{\tau}_\lambda - t_0) = 1,810, 1/\lambda = 0,553, \mu = 1 / (\bar{\tau}_\mu - t_0) = 2,0, 1/\mu = 0,50$ .

FACILITY	ENTRIES	UTIL.	AVE.TIME	AVAIL.	OWNER	PEND	INTER	RETRY	DELAY
CHAN	1000001	0.951	1.000	1	1000001	0	0	0	1

QUEUE	MAX	CONT.	ENTRY	ENTRY (0)	AVE.CONT.	AVE. TIME	AVE. (-0)	RETRY
QCHAN	34	2	1000002	130607	2.251	2.367	2.722	0

■ **Рис. 1.** Результаты прогона имитационной модели для первой СМО

■ **Fig. 1.** Results of running the simulation model for the first QS

■ **Таблица 2.** Результаты имитации для СМО  
 ■ **Table 2.** Simulation results for the QS

$\rho$	$t_0$	$\bar{W}$	$\bar{N}_q$
<b>Первая СМО</b>			
0,6	0,01	0,627	0,378
	0,10	0,505	0,304
	0,50	0,138	0,083
	0,99	0,000	0,000
0,95	0,010	9,299	8,843
	0,10	7,504	7,135
	0,50	2,367	2,251
	0,99	0,000	0,000
<b>Вторая СМО</b>			
0,6	0,01	1,469	0,881
	0,10	1,214	0,728
	0,50	0,374	0,224
	0,99	0,000	0,000
0,95	0,01	20,135	19,135
	0,10	16,071	15,263
	0,50	4,889	4,652
	0,99	0,002	0,002

```

FACILITY ENTRIES UTIL. AVE.TIME AVAIL. OWNER PEND INTER RETRY DELAY
CHAN 1000001 0.950 1.001 1 1000001 0 0 0 8

QUEUE MAX CONT. ENTRY ENTRY (0) AVE.CONT. AVE.TIME AVE. (-0) RETRY
QCHAN 57 9 1000009 94458 4.652 4.899 5.410 0
    
```

■ **Рис. 2.** Результаты прогона имитационной модели для второй СМО  
 ■ **Fig. 2.** Results of running the simulation model for the second QS

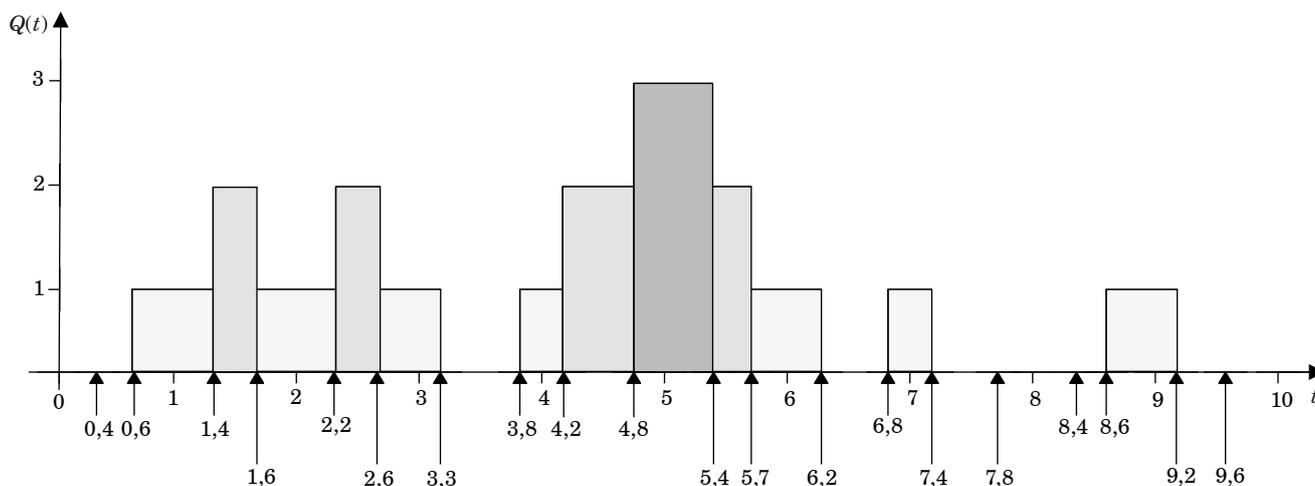
Попарное сравнение результатов таблиц численного и имитационного моделирования подтверждает их полное соответствие.

### Демонстрационный пример

Теперь продемонстрируем полученные результаты на простом примере имитации одноканальной СМО с помощью дискретно-событийного моделирования при  $n = 10$ , т. е. при прогоне через систему десяти требований так, чтобы это можно было проиллюстрировать графически. Точно так же работает универсальная система моделирования GPSS World. Требования в систему поступают с интервалами  $\tau_\lambda$ : 0,4; 0,2; 0,8; 0,8; 1,6; 0,4; 0,6; 2,0; 1,6; 0,2, а случайные времена их обслуживания  $\tau_\mu$ : 1,2; 1,0; 0,7; 2,1; 0,3; 0,5; 1,2; 0,4; 1,4; 0,4. На рис. 3 представлен график целочисленной ступенчатой функции  $Q(t)$  процесса образования очереди перед СМО. Здесь короткие стрелки означают моменты поступления требований (десять событий поступлений), а длинные – моменты ухода обслуженных требований (десять событий уходов) [24].

Отметим, что здесь функция  $Q(t)$  не учитывает требования, уже находящиеся на обслуживании, так как она отображает только требования в очереди. В связи с тем, что в данном примере рассматриваются всего десять требований, приходится говорить только об оценках характеристик СМО. Определим эти оценки при  $n = 10$ : средняя задержка в очереди  $d(n)$ ; среднее число требований в очереди  $q(n)$ ; коэффициент загрузки как часть времени, когда устройство обслуживания находится в состоянии занятости,  $\rho(n)$ .

После одного прогона имитационной модели, при котором представлены задержки требова-



■ **Рис. 3.** Функция  $Q(t)$ , время поступления и ухода требований  
 ■ **Fig. 3.** Function  $Q(t)$ , time of arrival and departure of requests

ний в очереди  $d_1, d_2, \dots, d_n$ , очевидной оценкой  $d(n)$  является формула  $d(n) = (1/n) \sum_{i=1}^n d_i$ .

Для нашего примера  $d_1 = 0$ ;  $d_2 = (1,6 - 0,6) = 1,0$ ;  $d_3 = (2,6 - 1,4) = 1,2$ ;  $d_4 = (3,3 - 2,2) = 1,1$ ;  $d_5 = (5,4 - 3,8) = 1,6$ ;  $d_6 = (5,7 - 4,2) = 1,5$ ;  $d_7 = (6,2 - 4,8) = 1,4$ ;  $d_8 = (7,4 - 6,8) = 0,6$ ;  $d_9 = (9,2 - 8,4) = 0,8$ ;  $d_{10} = (9,6 - 8,6) = 1,0$ , что дает нам оценку  $d(10) = 10,2/10 = 1,02$  единиц времени.

Оценкой для средней длины очереди будет величина  $q(n) = \sum_{i=0}^{\infty} i \cdot T_i / T(n)$ , где  $T_i$  – суммарное время в течение моделирования очереди длиной  $i$ , а  $T(n) = T_0 + T_1 + T_2 + \dots$  – общее время моделирования [24]. Для нашего примера

$$T_0 = (0,6 - 0) + (3,8 - 3,3) + (6,8 - 6,2) + (9,6 - 9,2) = 3,3;$$

$$T_1 = (1,4 - 0,6) + (2,2 - 1,6) + (3,3 - 2,6) + (4,2 - 3,8) + (6,2 - 5,7) + (7,4 - 6,8) + (9,2 - 8,6) = 4,2;$$

$$T_2 = (1,6 - 1,4) + (2,6 - 2,2) + (4,8 - 4,2) + (5,7 - 5,4) = 1,5; T_3 = 5,4 - 4,8 = 0,6.$$

Отсюда  $\sum_{i=0}^{\infty} i T_i = 9,0$ , а оценка  $q(10) = 9,0/9,6 = 0,94$ .

Оценкой загрузки будет величина, равная  $\rho(10) = \frac{(7,8 - 0,4) + (9,6 - 8,4)}{9,6} = 0,9$ .

Теперь совершаем сдвиг случайных величин  $\tau_\lambda$  и  $\tau_\mu$  вправо на величину  $t_0 = 0,5$ , что означает сдвиг законов распределения интервалов поступлений и времени обслуживания. Такую возможность предоставляют библиотечные функции GPSS World – системы дискретно-событийного моделирования. Например, генератор экспоненциально распределенной случайной величины имеет вид: EXPONENTIAL (Stream,Locate,Scale), где параметр Locate – величина сдвига (константа, добавляемая к значению моделируемой величины). В этом случае генератор будет выбирать случайные числа, бóльшие  $t_0$ , т. е. не из интервала  $(0, \infty)$ , как обычно, а из интервала  $[t_0, \infty)$ .

Как было отмечено, это влечет за собой увеличение математического ожидания случайной величины для рассматриваемого примера на 0,5 единиц времени и соответствующее уменьшение коэффициентов вариаций временных интервалов.

Запишем новые значения  $\tau_\lambda$ : 0,9; 0,7; 1,3; 1,3; 2,1; 0,9; 1,1; 2,5; 2,1; 0,7;  $\tau_\mu$ : 1,7; 1,5; 1,2; 2,6; 0,8; 1,0; 1,7; 0,9; 1,9; 0,9. Для этих значений построим новую функцию  $Q(t)$  процесса образования очереди перед СМО (рис. 4). Заметим, что длина очереди резко уменьшается, что подтверждают нижеприведенные оценки характеристик СМО.

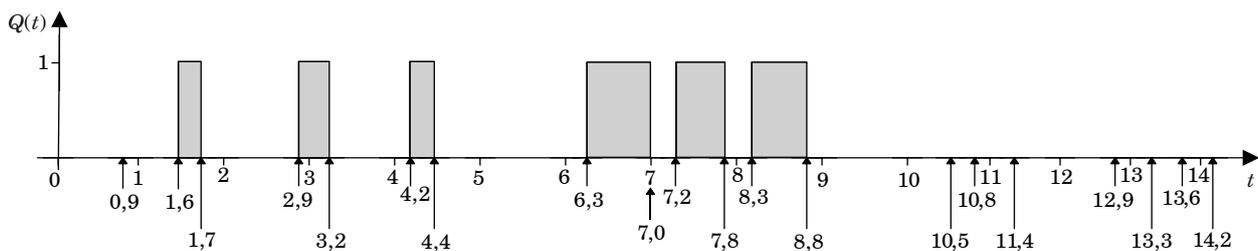
Определяем задержки требований для данного случая:  $d_1 = 0$ ;  $d_2 = (1,7 - 1,6) = 0,1$ ;  $d_3 = (3,2 - 2,9) = 0,3$ ;  $d_4 = (4,4 - 4,2) = 0,2$ ;  $d_5 = (7,0 - 6,3) = 0,7$ ;  $d_6 = (7,8 - 7,2) = 0,6$ ;  $d_7 = (8,8 - 8,3) = 0,5$ ;  $d_8 = d_9 = d_{10} = 0$ , – что дает нам оценку  $d(10) = 2,4/10 = 0,24$  единиц времени, что почти в пять раз меньше предыдущей оценки. Далее определим интервалы времени  $T_i$ :  $T_0 = (1,6 - 0) + (2,9 - 1,7) + (4,2 - 3,2) + (6,3 - 4,4) + (7,2 - 7,0) + (8,3 - 7,8) + (14,2 - 8,8) = 11,8$ ;  $T_1 = (1,7 - 1,6) + (3,2 - 2,9) + (4,4 - 4,2) + (7,0 - 6,3) + (7,8 - 7,2) + (8,8 - 8,3) = 2,4$ . Отсюда оценка для средней длины очереди  $q(10) = 2,4/14,2 = 0,17$ , что в пять с лишним раз меньше предыдущей оценки. Оценка загрузки

$$\rho(10) = \frac{(10,5 - 0,9) + (11,4 - 10,8)}{14,2} + \frac{(13,3 - 12,9) + (14,2 - 13,6)}{14,2} = 0,79.$$

Таким образом, простой пример дискретно-событийного моделирования СМО полностью подтверждает приведенные выше теорию и численные результаты.

### Заключение

Результаты расчетов табл. 1, 2 полностью подтверждают выдвинутые выше предположения о системах со сдвинутыми распределениями. Операция сдвига законов распределений приводит к функциональной зависимости их пара-



■ **Рис. 4.** Функция  $Q(t)$ , время поступления и ухода требований для системы с запаздыванием  
 ■ **Fig. 4.** Function  $Q(t)$ , time of arrival and departure of requirements for a system with delay

метров и числовых характеристик от параметра сдвига. Следовательно, и основные характеристики системы — средние значения для времени ожидания и длины очереди — также будут зависеть от параметра сдвига.

Четко прослеживается взаимосвязь коэффициентов вариаций временных интервалов с параметром сдвига (см. табл. 1). В связи с уменьшением коэффициентов вариаций с ростом параметра сдвига среднее время ожидания и средняя длина очереди многократно уменьшаются и наоборот, при убывании параметра сдвига средние значения для времени ожидания и длины очереди приближаются к их значениям для

обычной системы. Это однозначно подтверждает адекватность представленных моделей систем с запаздыванием во времени.

Характеристики СМО, зависящие от среднего времени ожидания, становятся функционально зависимыми от параметра сдвига. Следовательно, параметр сдвига становится управляющим параметром для регулирования величин этих характеристик. Таким образом, результаты аналитического и имитационного моделирования явно демонстрируют наличие компоненты управления характеристиками СМО через параметр сдвига законов распределения.

## Литература

1. Kleinrock L. *Queueing Systems*. Vol. I. Wiley, 1974. 448 p.
2. Do T. V., Chakka R., Sztrik J. Spectral expansion solution methodology for QBD-M processes and applications in future internet engineering. *ICCSAMA*, 2016, pp. 131–142. doi:10.1007/978-3-319-00293-4-11
3. Ma X. A., Wang Y., Zhu X., Liu W., Lan Q., Xiao W. Spectral method for two-dimensional ocean acoustic propagation. *Sci. Eng.*, 2021, no. 9, pp. 1–19. doi: <https://doi.org/10.3390/jmse9080892>
4. Tarasov V. N., Bakhareva N. F., Blatov I. A. Analysis and calculation of queueing system with delay. *Automation and Remote Control*, 2015, vol. 76, iss. 11, pp. 1945–1951. doi:10.1134/S0005117915110041
5. Tarasov V. N. Extension of the class of queueing systems with delay. *Automation and Remote Control*, 2018, vol. 79, iss. 12, pp. 2147–2158. doi:10.1134/S0005117918120056
6. Tarasov V. N. Comparison of two queueing systems with ordinary and shifted Erlang distributions. *Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC S & T)*, 2019, pp. 899–902. doi:10.1109/PICST47496.2019.9061271
7. Bakhareva N., Tarasov V. Comparative analysis of the queueing systems E2/M/1 and M/E2/1 with shifted distribution laws. *2020 IEEE Intern. Conf. on Problems of Infocommunications Science and Technology, PIC S and T 2020*, 2021, pp. 837–840. doi:10.1109/PICST51311.2020.9468101
8. Novitzky S., Pender J., Rand R. H., Wesson E. Limiting the oscillations in queues with delayed information through a novel type of delay announcement. *Queueing Systems*, 2020, vol. 95, pp. 281–330. doi: <https://doi.org/10.1007/s11134-020-09657-9>
9. Novitzky S., Pender J., Rand R. H., Wesson E. Non-linear dynamics in queueing theory: Determining the size of oscillations in queues with delay. *SIAM J. Appl. Dyn. Syst.*, 2019, vol. 18, no. 1, pp. 279–311.
10. Brannstrom N. *A Queueing Theory Analysis of Wireless Radio Systems. Applied to HS-DSCH*. Lulea University of Technology, 2004. 79 p.
11. Myskja A. An improved heuristic approximation for the GI/GI/1 queue with bursty arrivals. *Teletraffic and Datatrafic in a Period of Change (ITC-13)*, 1991, pp. 683–688.
12. Tarasov V., Kartashevskiy I. Approximation of input distributions for queueing system with hyper-exponential arrival time. *2nd Intern. Scientific-Practical Conf. Problems of Infocommunications Science and Technology, PIC S and T 2015*, 2015, pp. 15–17. doi:10.1109/INFOCOMMST.2015.7357256
13. Алиев Т. И. Аппроксимация вероятностных распределений в моделях массового обслуживания. *Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики*, 2013, № 2(84), с. 88–93.
14. Aras A. K., Chen X., Liu Y. Many-server Gaussian limits for overloaded non-Markovian queues with customer abandonment. *Queueing Systems*, 2018, vol. 89, no. 1, pp. 81–125. <https://doi.org/10.1007/s11134-018-9575-0>
15. Jennings O. B., Pender J. Comparisons of ticket and standard queues. *Queueing Systems*, 2016, vol. 84, no. 1, pp. 145–202. <https://doi.org/10.1007/s11134-016-9493-y>
16. Gromoll H., Terwilliger B., Zwart C. Heavy traffic limit for a tandem queue with identical service times. *Queueing Systems*, 2018, vol. 89, no. 3, pp. 213–241. <https://doi.org/10.1007/s11134-017-9560-z>
17. Legros B. M/G/1 queue with event-dependent arrival rates. *Queueing Systems*, 2018, vol. 89, no. 3, pp. 269–301. <https://doi.org/10.1007/s11134-017-9557-7>
18. Bazhba M., Blanchet J., Rhee C. H. Queue with heavy-tailed Weibull service times. *Queueing Systems*, 2019, vol. 93, no. 11, pp. 1–32. <https://doi.org/10.1007/s11134-019-09640-z/>
19. Adan I., D’Auria B., Kella O. Special volume on ‘Recent Developments in Queueing Theory’ of the third ECQT conference. *Queueing Systems*, 2019, vol. 93, no. 1, pp. 1–190. <https://doi.org/10.1007/s11134-019-09630-1>
20. Adan I., D’Auria B., Kella O. Special volume on ‘Recent Developments in Queueing Theory’ of the third

ECQT conference: part 2. *Queueing Systems*, 2019, pp. 1–2. <https://doi.org/10.1007/s11134-019-09637-8>

21. Tibi D. Martingales and buffer overflow for the symmetric shortest queue model. *Queueing Systems*, 2019, vol. 93, pp. 153–190. doi:10.1007/s11134-019-09628-9

22. Jacobovic R., Kella O. Asymptotic independence of regenerative processes with a special dependence structure. *Queueing Systems*, 2019, vol. 93, pp. 139–152. doi: 10.1007/s11134-019-09606-1

23. Wang L., Kulkarni V. Fluid and diffusion models for a system of taxis and customers with delayed matching. *Queueing Systems*, 2020, vol. 96, pp. 101–131. doi: 10.1007/s11134-020-09659-7

24. Law A. M., Kelton W. D. *Simulation Modeling and Analysis*. Fifth ed. Tucson, Arizona, USA, 2014. 800 p.

UDC 621.391.1:621.395

doi:10.31799/1684-8853-2023-5-55-63

EDN: IVEQJM

### Controlling queuing system characteristics through shifting the distribution laws

V. N. Tarasov<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, [orcid.org/0000-0002-9318-0797](https://orcid.org/0000-0002-9318-0797), [v.tarasov@psuti.ru](mailto:v.tarasov@psuti.ru)

N. F. Bakhareva<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, [orcid.org/0000-0002-9850-7752](https://orcid.org/0000-0002-9850-7752)

<sup>a</sup>Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, 23, L. Tolstogo St., 443010, Samara, Russian Federation

**Introduction:** The results of classical queuing theory are used to model computing systems and communication networks, with the average delay of claims in the queue and the average queue length used as the main characteristics. The ability to regulate characteristics such as queue time or queue length could bring a lot of new things to data communication systems. **Purpose:** To present a new class of queuing systems as systems with a time delay to expand the scope of application of queuing models. **Methods:** To obtain new queuing models based on classical systems a method of shifting the distribution laws in queuing systems is offered. **Results:** The research paper presents numerical and analytical solutions for two different systems in comparison with the solutions where discrete event simulation models are used. We demonstrate that shifting the distribution law to the right-hand side from the point of view of probability theory increases the mathematical expectation of the described random variable and thereby reduces the coefficient of variation. It is known that the average waiting time for requests is directly proportional to the squares of the coefficients of time interval variations of arrivals and service, and in the systems with shifted distributions it will decrease many times in comparison with conventional classical systems. The parameters of the distribution laws that form the queuing systems, as well as their numerical characteristics, become functionally dependent on the time shift. In this case the most important characteristics of the systems will also depend on the time shift and, therefore, it will be possible to control them through the shift parameter. The results obtained are confirmed by numerical calculations, as well as simulation experiments in the GPSS World discrete-event modeling system. **Practical relevance:** The results obtained can be applied in the theory and practice of data transmission, which makes it possible to regulate the queue waiting time and the queue length in the buffers in data transmission systems. **Discussion:** In the future, we need to evaluate the applied aspect of the proposed approach in relation to data transmission systems. To do this, it is necessary to develop an experimental software and hardware complex to confirm the results obtained.

**Keywords** – systems with shifted distributions, Laplace transform, Lindley integral equation, spectral solution, discrete-event modeling, GPSS World.

**For citation:** Tarasov V. N., Bakhareva N. F. Controlling queuing system characteristics through shifting the distribution laws. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2023, no. 5, pp. 55–63 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2023-5-55-63, EDN: IVEQJM

### References

- Kleinrock L. *Queueing Systems*. Vol. I. Wiley, 1974. 448 p.
- Do T. V., Chakka R., Sztrik J. Spectral expansion solution methodology for QBD-M processes and applications in future internet engineering. *ICCSAMA*, 2016, pp. 131–142. doi:10.1007/978-3-319-00293-4-11
- Ma X. A., Wang Y., Zhu X., Liu W., Lan Q., Xiao W. Spectral method for two-dimensional ocean acoustic propagation. *Sci. Eng.*, 2021, no. 9, pp. 1–19. doi: <https://doi.org/10.3390/jmse9080892>
- Tarasov V. N., Bakhareva N. F., Blatov I. A. Analysis and calculation of queuing system with delay. *Automation and Remote Control*, 2015, vol. 76, iss. 11, pp. 1945–1951. doi:10.1134/S0005117915110041
- Tarasov V. N. Extension of the class of queuing systems with delay. *Automation and Remote Control*, 2018, vol. 79, iss. 12, pp. 2147–2158. doi:10.1134/S0005117918120056
- Tarasov V. N. Comparison of two queuing systems with ordinary and shifted Erlang distributions. *Problems of Infocommunications Science and Technology (PIC S & T)*, 2019, pp. 899–902. doi:10.1109/PICST47496.2019.9061271
- Bakhareva N., Tarasov V. Comparative analysis of the queuing systems E2/M/1 and M/E2/1 with shifted distribution laws. *2020 IEEE Intern. Conf. on Problems of Infocommunications Science and Technology, PIC S and T 2020*, 2021, pp. 837–840. doi:10.1109/PICST51311.2020.9468101
- Novitzky S., Pender J., Rand R. H., Wesson E. Limiting the oscillations in queues with delayed information through a novel type of delay announcement. *Queueing Systems*, 2020, vol. 95, pp. 281–330. doi:<https://doi.org/10.1007/s11134-020-09657-9>
- Novitzky S., Pender J., Rand R. H., Wesson E. Nonlinear dynamics in queueing theory: Determining the size of oscillations in queues with delay. *SIAM J. Appl. Dyn. Syst.*, 2019, vol. 18, no. 1, pp. 279–311.
- Brannstrom N. *A Queueing Theory Analysis of Wireless Radio Systems. Applied to HS-DSCH*. Lulea University of Technology, 2004. 79 p.
- Myskja A. An improved heuristic approximation for the GI/GI/1 queue with bursty arrivals. *Teletraffic and Datatrafic in a Period of Change (ITC-13)*, 1991, pp. 683–688.
- Tarasov V., Kartashevskiy I. Approximation of input distributions for queuing system with hyper-exponential arrival time. *2nd Intern. Scientific-Practical Conf. Problems of Infocommunications Science and Technology, PIC S and T 2015*, 2015, pp. 15–17. doi:10.1109/INFOCOMMST.2015.7357256
- Aliev T. I. Approximation of probability distributions in queuing models. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2013, vol. 84, no. 2, pp. 88–93 (In Russian).

14. Aras A. K., Chen X., Liu Y. Many-server Gaussian limits for overloaded non-Markovian queues with customer abandonment. *Queueing Systems*, 2018, vol. 89, no. 1, pp. 81–125. <https://doi.org/10.1007/s11134-018-9575-0>
15. Jennings O. B., Pender J. Comparisons of ticket and standard queues. *Queueing Systems*, 2016, vol. 84, no. 1, pp. 145–202. <https://doi.org/10.1007/s11134-016-9493-y>
16. Gromoll H., Terwilliger B., Zwart C. Heavy traffic limit for a tandem queue with identical service times. *Queueing Systems*, 2018, vol. 89, no. 3, pp. 213–241. <https://doi.org/10.1007/s11134-017-9560-z>
17. Legros B. M/G/1 queue with event-dependent arrival rates. *Queueing Systems*, 2018, vol. 89, no. 3, pp. 269–301. <https://doi.org/10.1007/s11134-017-9557-7>
18. Bazhba M., Blanchet J., Rhee C. H. Queue with heavy-tailed Weibull service times. *Queueing Systems*, 2019, vol. 93, no. 11, pp. 1–32. <https://doi.org/10.1007/s11134-019-09640-z/>
19. Adan I., D'Auria B., Kella O. Special volume on 'Recent Developments in Queueing Theory' of the third ECQT conference. *Queueing Systems*, 2019, vol. 93, no. 1, pp. 1–190. <https://doi.org/10.1007/s11134-019-09630-1>
20. Adan I., D'Auria B., Kella O. Special volume on 'Recent Developments in Queueing Theory' of the third ECQT conference: part 2. *Queueing Systems*, 2019, pp. 1–2. <https://doi.org/10.1007/s11134-019-09637-8>
21. Tibi D. Martingales and buffer overflow for the symmetric shortest queue model. *Queueing Systems*, 2019, vol. 93, pp. 153–190. doi:10.1007/s11134-019-09628-9
22. Jacobovic R., Kella O. Asymptotic independence of regenerative processes with a special dependence structure. *Queueing Systems*, 2019, vol. 93, pp. 139–152. doi:10.1007/s11134-019-09606-1
23. Wang L., Kulkarni V. Fluid and diffusion models for a system of taxis and customers with delayed matching. *Queueing Systems*, 2020, vol. 96, pp. 101–131. doi:10.1007/s11134-020-09659-7
24. Law A. M., Kelton W. D. *Simulation Modeling and Analysis*. Fifth ed. Tucson, Arizona, USA, 2014. 800 p.

### ПАМЯТКА ДЛЯ АВТОРОВ

*Поступающие в редакцию статьи проходят обязательное рецензирование.*

При наличии положительной рецензии статья рассматривается редакционной коллегией. Принятая в печать статья направляется автору для согласования редакторских правок. После согласования автор представляет в редакцию окончательный вариант текста статьи.

Процедуры согласования текста статьи могут осуществляться как непосредственно в редакции, так и по e-mail ([ius.spb@gmail.com](mailto:ius.spb@gmail.com)).

При отклонении статьи редакция представляет автору мотивированное заключение и рецензию, при необходимости доработать статью — рецензию.

*Редакция журнала напоминает, что ответственность за достоверность и точность рекламных материалов несут рекламодатели.*

**АДАМОВСКИЙ**  
**Егор**  
**Русланович**



Старший преподаватель кафедры вычислительных систем и сетей Полоцкого государственного университета им. Евфросинии Полоцкой, Беларусь. В 2019 году окончил магистратуру Полоцкого государственного университета по специальности «Методы и системы защиты информации. Информационная безопасность». Является автором 39 научных публикаций. Область научных интересов – цифровая обработка сигналов, техническая защита информации, компьютерное зрение. Эл. адрес: e.adamovsky@psu.by

**БАХАРЕВА**  
**Надежда**  
**Федоровна**



Профессор, заведующая кафедрой информатики и вычислительной техники Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, Самара. В 1978 году окончила Оренбургский политехнический институт по специальности «Электрические машины». В 2011 году защитила диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 150 научных публикаций. Область научных интересов – вычислительные системы и сети. Эл. адрес: n.bakhareva@psuti.ru

**БОГУШ**  
**Рихард**  
**Петрович**



Доцент, заведующий кафедрой вычислительных систем и сетей Полоцкого государственного университета им. Евфросинии Полоцкой, Беларусь. В 1997 году окончил Полоцкий государственный университет по специальности «Проектирование и производство радиоэлектронных средств». В 2022 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 200 научных публикаций. Область научных интересов – интеллектуальные и когнитивные системы, машинное обучение, обработка и анализ видеоданных, информационная безопасность. Эл. адрес: r.bogush@psu.by

**ВОРОНКОВ**  
**Григорий**  
**Сергеевич**



Старший научный сотрудник НИЛ «Сенсорные системы на основе устройств интегральной фотоники» Уфимского университета науки и технологий. В 2007 году окончил с отличием Уфимский государственный авиационный технический университет по специальности «Средства связи с подвижными объектами». В 2017 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 62 научных публикаций. Область научных интересов – обработка сигналов, интегральная фотоника, СВЧ-сигналы. Эл. адрес: voronkov.gs@ugatu.ru

**ИВАНОВ**  
**Владислав**  
**Викторович**



Младший научный сотрудник НИЛ «Сенсорные системы на основе устройств интегральной фотоники» Уфимского университета науки и технологий. В 2017 году окончил Уфимский государственный авиационный технический университет по специальности «Инфокоммуникационные технологии и системы специальной связи». Является автором 10 научных публикаций. Область научных интересов – обработка сигналов, интегральная фотоника. Эл. адрес: ivanov.vv@ugatu.ru

**КУЗНЕЦОВ**  
**Игорь**  
**Васильевич**



Профессор кафедры телекоммуникационных систем Уфимского университета науки и технологий, член программного комитета ежегодных международных научно-технических конференций «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций». В 1987 году окончил Уфимский авиационный институт им. Серго Орджоникидзе по специальности «Промышленная электроника». В 2008 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных публикаций. Область научных интересов – теория автоматического управления, обработка сигналов, телекоммуникационные системы. Эл. адрес: igor.kuznetsov-kiw@mail.ru

**ПОПОВ  
Дмитрий  
Игоревич**



Научный сотрудник лаборатории робототехники центра технологий компонентов робототехники и мехатроники Университета Иннополис. В 2023 году окончил университет IMT-Atlantique, Нант, Франция, по специальности «Робототехника». В 2023 году защитил диссертацию на соискание степени PhD университета IMT-Atlantique. Является автором 30 научных публикаций и пяти патентов. Область научных интересов – робототехника, промышленные манипуляторы, коллаборативные роботы, взаимодействие человека и робота. Эл. адрес: d.popov@innopolis.ru

**ТАРАСОВ  
Вениамин  
Николаевич**



Профессор, заведующий кафедрой управления в технических системах Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, заслуженный работник высшей школы РФ, Самара. В 1975 году окончил Ордена Трудового Красного Знамени Уральский государственный университет им. А. М. Горького по специальности «Механика». В 2003 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 250 научных публикаций. Область научных интересов – вычислительные системы и сети. Эл. адрес: v.tarasov@psuti.ru

**ТАУБИН  
Феликс  
Александрович**



Профессор кафедры информационных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1968 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиоэлектронные устройства систем управления». В 1992 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 80 научных публикаций, девяти патентов и двух изобретений. Область научных интересов – цифровые системы связи, методы помехоустойчивого кодирования, широкополосные системы, беспроводные сети. Эл. адрес: ftaubin@yahoo.com

**ТИПИКИН  
Алексей  
Алексеевич**



Начальник научно-исследовательского отдела «Военно-морской академии им. Адмирала Флота Советского Союза Н. Г. Кузнецова», Санкт-Петербург. В 2005 году окончил Балтийский военно-морской институт им. адмирала Ф. Ф. Ушакова по специальности «Средства связи с подвижными объектами», в 2019 году – Военно-морскую академию по специальности «Управление системами связи и автоматизированными системами управления». В 2015 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 60 научных публикаций и 14 патентов на изобретения. Область научных интересов – распространение радиоволн, моделирование каналов связи. Эл. адрес: alextip@mail.ru

**ТРОФИМОВ  
Андрей  
Николаевич**



Доцент кафедры инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1976 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Автоматизированные системы управления». В 1982 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 41 научной публикации и шести патентов на изобретения. Область научных интересов – теория передачи дискретных сообщений, теория информации, теория кодирования. Эл. адрес: andrei.trofimov@vu.spb.ru

**ЧЕРТКОВ  
Валерий  
Михайлович**



Доцент, заведующий кафедрой технологий программирования Полоцкого государственного университета им. Евфросинии Полоцкой, Беларусь. В 2008 году окончил Полоцкий государственный университет по специальности «Радиотехника». В 2019 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 95 научных публикаций и трех патентов на изобретения. Область научных интересов – цифровая обработка сигналов, прикладная теория кодирования, защита информации, встраиваемые микропроцессорные системы, искусственный интеллект. Эл. адрес: v.chertkov@psu.by

## Уважаемые авторы!

### При подготовке рукописей статей необходимо руководствоваться следующими рекомендациями.

Статьи должны содержать изложение новых научных результатов. Название статьи должно быть кратким, но информативным. В названии недопустимо использование сокращений, кроме самых общепринятых (РАН, РФ, САПР и т. п.).

Текст рукописи должен быть оригинальным, а цитирование и самоцитирование корректно оформлено.

Объем статьи (текст, таблицы, иллюстрации и библиография) не должен превышать эквивалента в 20 страниц, напечатанных на бумаге формата А4 на одной стороне через 1,5 интервала Word шрифтом Times New Roman размером 13, поля не менее двух сантиметров.

Обязательными элементами оформления статьи являются: индекс УДК, заглавие, инициалы и фамилия автора (авторов), ученая степень, звание (при отсутствии — должность), полное название организации, аннотация и ключевые слова на русском и английском языках, ORCID и электронный адрес одного из авторов. При написании аннотации не используйте аббревиатур и не делайте ссылок на источники в списке литературы. Предоставляйте подрисовочные подписи и названия таблиц на русском и английском языках.

Статьи авторов, не имеющих ученой степени, рекомендуется публиковать в соавторстве с научным руководителем, наличие подписи научного руководителя на рукописи обязательно; в случае самостоятельной публикации обязательно предоставляйте заверенную по месту работы рекомендацию научного руководителя с указанием его фамилии, имени, отчества, места работы, должности, ученого звания, ученой степени.

Простые **формулы** набирайте в Word, сложные с помощью редактора MathType или Equation. Для набора одной формулы не используйте два редактора; при наборе формул в формульном редакторе знаки препинания, ограничивающие формулу, набирайте вместе с формулой; для установки размера шрифта в MathType никогда не пользуйтесь вкладкой Other, Smaller, Larger, используйте заводские установки редактора, не подгоняйте размер символов в формулах под размер шрифта в тексте статьи, не растягивайте и не сжимайте мышью формулы, вставленные в текст; пробелы в формуле ставьте только после запятой при перечислении с помощью Ctrl+Shift+Space (пробел); не отделяйте пробелами знаки: + = - ×, а также пространство внутри скобок; для выделения греческих символов в MathType полужирным начертанием используйте Style → Other → bold.

Для набора формул в Word никогда не используйте вкладки: «Уравнение», «Конструктор», «Формула» (на верхней панели: «Вставка» — «Уравнение»), так как этот ресурс предназначен только для внутреннего использования в Word и не поддерживается программами, предназначенными для изготовления оригинал-макета журнала.

При наборе символов в тексте помните, что символы, обозначаемые латинскими буквами, набираются светлым курсивом, русскими и греческими — светлым прямым, векторы и матрицы — прямым полужирным шрифтом.

Подробнее см. <http://i-us.ru/index.php/ius/author-guide>

### Иллюстрации:

— рисунки, графики, диаграммы, блок-схемы предоставляйте в виде отдельных исходных файлов, поддающихся редактированию, используя векторные программы: Visio (\*.vsd, \*.vsdx); Adobe Illustrator (\*.ai); Coreldraw (\*.cdr, версия не выше 15); Excel (\*.xls); Word (\*.docx); AutoCad, Matlab (экспорт в PDF, EPS, SVG, WMF, EMF); Компас (экспорт в PDF); веб-портал DRAW.IO (экспорт в PDF); Inkscape (экспорт в PDF);

— фото и растровые — в формате \*.tif, \*.png с максимальным разрешением (не менее 300 pixels/inch).

Наличие подрисовочных подписей и названий таблиц на русском и английском языках обязательно (желательно не повторяющих дословно комментарии к рисункам в тексте статьи).

### В редакцию предоставляются:

— сведения об авторе (фамилия, имя, отчество, место работы, должность, ученое звание, учебное заведение и год его окончания, ученая степень и год защиты диссертации, область научных интересов, количество научных публикаций, домашний и служебный адреса и телефоны, e-mail), фото авторов: анфас, в темной одежде на белом фоне, должны быть видны плечи и грудь, высокая степень четкости изображения без теней и отблесков на лице, фото можно представить в электронном виде в формате \*.tif, \*.png, \*.jpg с максимальным разрешением — не менее 300 pixels/inch при минимальном размере фото 40×55 мм;

— экспертное заключение;

— экспортное заключение.

### Список литературы

составляется по порядку ссылок в тексте и оформляется следующим образом:

- для книг и сборников — фамилия и инициалы авторов, полное название книги (сборника), город, издательство, год, общее количество страниц, doi;

- для журнальных статей — фамилия и инициалы авторов, полное название статьи, название журнала, год издания, номер журнала, номера страниц, doi;

- ссылки на иностранную литературу следует давать на языке оригинала без сокращений;

- при использовании web-материалов указывайте адрес сайта и дату обращения.

Список литературы оформляйте двумя отдельными блоками по образцам lit.dot на сайте журнала (<http://i-us.ru/paperrules>): Литература и References.

Более подробно правила подготовки текста с образцами изложены на нашем сайте в разделе «Руководство для авторов» — <http://i-us.ru/index.php/ius/author-guide>.

## Контакты

Куда: 190000, г. Санкт-Петербург, ул. Большая Морская, д. 67, лит. А, ГУАП, РИЦ

Кому: Редакция журнала «Информационно-управляющие системы»

Тел.: (812) 494-70-02

Эл. почта: [ius.spb@gmail.com](mailto:ius.spb@gmail.com)

Сайт: [www.i-us.ru](http://www.i-us.ru)