

## НАУКОЕМКИЕ ТЕХНОЛОГИИ В КОСМИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЯХ ЗЕМЛИ

### HIGH TECHNOLOGIES IN EARTH SPACE RESEARCH

Журнал **H&ES Research** издается с 2009 года, освещает достижения и проблемы российских инфокоммуникаций, внедрение последних достижений отрасли в автоматизированных системах управления, развитие технологий в информационной безопасности, исследования космоса, развитие спутникового телевидения и навигации, исследование Арктики. Особое место в издании уделено результатам научных исследований молодых ученых в области создания новых средств и технологий космических исследований Земли.

**Журнал H&ES Research входит в перечень изданий, публикации в которых учитываются Высшей аттестационной комиссией России (ВАК РФ), в систему российского индекса научного цитирования (РИНЦ), а также включен в Международный классификатор периодических изданий.**

Тематика публикуемых статей в соответствии с перечнем групп специальностей научных работников по Номенклатуре специальностей:

- 05.07.00 Авиационная и ракетно-космическая техника
- 05.12.00 Радиотехника и связь
- 05.13.00 Информатика, вычислительная техника и управление.

#### ИНДЕКСИРОВАНИЕ ЖУРНАЛА H&ES RESEARCH

- NEICON • CyberLenika (Open Science) • Google Scholar • OCLC WorldCat • Ulrich's Periodicals Directory • Bielefeld Academic Search Engine (BASE) • eLIBRARY.RU • Registry of Open Access Repositories (ROAR)

Все номера журнала находятся в свободном доступе на сайте журнала [www.hes.ru](http://www.hes.ru) и библиотеке [elibrary.ru](http://elibrary.ru).

Всем авторам, желающим разместить научную статью в журнале, необходимо оформить ее согласно требованиям и направить материалы на электронную почту: [HT-ESResearch@yandex.ru](mailto:HT-ESResearch@yandex.ru). С требованиями можно ознакомиться на сайте: [www.H-ES.ru](http://www.H-ES.ru).

Язык публикаций: русский, английский.  
Периодичность выхода – 6 номеров в год.  
Свидетельство о регистрации СМИ ПИ № ФС 77-60899 от 02.03.2015  
Территория распространения: Российская Федерация, зарубежные страны

Тираж 1000 экз. Цена 1000 руб.  
Плата с аспирантов за публикацию рукописи не взимается.

© ООО “ИД Медиа Паблишер”, 2022

**H&ES Research** is published since 2009. The journal covers achievements and problems of the Russian infocommunication, introduction of the last achievements of branch in automated control systems, development of technologies in information security, space researches, development of satellite television and navigation, research of the Arctic. The special place in the edition is given to results of scientific researches of young scientists in the field of creation of new means and technologies of space researches of Earth.

**The journal H&ES Research is included in the list of scientific publications, recommended Higher Attestation Commission Russian Ministry of Education for the publication of scientific works, which reflect the basic scientific content of candidate and doctoral theses. IF of the Russian Science Citation Index.**

Subject of published articles according to the list of branches of science and groups of scientific specialties in accordance with the Nomenclature of specialties:

- 05.07.00 Aviation, space-rocket hardware
- 05.12.00 RF technology and communication
- 05.13.00 Informatics, computer engineering and control.

#### JOURNAL H&ES RESEARCH INDEXING

All issues of the journal are in a free access on a site of the journal [www.hes.ru](http://www.hes.ru) and [elibrary.ru](http://elibrary.ru).

All authors wishing to post a scientific article in the journal, you must register it according to the requirements and send the materials to your email: [HT-ESResearch@yandex.ru](mailto:HT-ESResearch@yandex.ru). The requirements are available on the website: [www.H-ES.ru](http://www.H-ES.ru).

Language of publications: Russian, English.  
Periodicity – 6 issues per year.  
Media Registration Certificate PI No. FS77-60899, Date of issue: March 2, 2015.  
Distribution Territory: Russian Federation, foreign countries

Circulation of 1000 copies. Price of 1000 Rub.  
Postgraduate students for publication of the manuscript will not be charged

© Media Publisher, 2022

## СОДЕРЖАНИЕ

### Учредитель:

ООО "ИД Медиа Паблишер"

### Издатель:

ДЫМКОВА С.С.

### Главный редактор:

ЛЕГКОВ К.Е.

### Редакционная коллегия:

**БОБРОВСКИЙ В.И.**, д.т.н., доцент;  
**БОРИСОВ В.В.**, д.т.н., профессор,  
Действительный член академии военных наук РФ;

**БУДКО П.А.**, д.т.н., профессор;

**БУДНИКОВ С.А.**, д.т.н., доцент,

Действительный член Академии

информатизации образования;

**ВЕРХОВА Г.В.**, д.т.н., профессор;

**ГОНЧАРОВСКИЙ В.С.**, д.т.н.,

профессор, заслуженный деятель науки и техники РФ;

**КОМАШИНСКИЙ В.И.**, д.т.н., профессор;

**КИРПАНЕВ А.В.**, д.т.н., доцент;

**КУРНОСОВ В.И.**, д.т.н., профессор,

академик Международной академии

информатизации, Действительный член

Российской академии естественных наук;

**МОРОЗОВ А.В.**, д.т.н., профессор,

Действительный член Академии военных наук РФ;

**МОШАК Н.Н.**, д.т.н., доцент;

**ПАВЛОВ А.Н.**, д.т.н., профессор;

**ПРОРОК В.Я.**, д.т.н., профессор;

**СЕМЕНОВ С.С.**, д.т.н., доцент;

**СИНИЦЫН Е.А.**, д.т.н., профессор;

**ШАТРАКОВ Ю.Г.**, д.т.н., профессор,

заслуженный деятель науки РФ.

### Адрес издателя:

111024, Россия, Москва,  
ул. Авиамоторная, д. 8, корп. 1, офис 323.

### Адрес редакции:

194044, Россия, Санкт-Петербург,  
Лесной Проспект, 34-36, к. 1,  
Тел.: +7(911) 194-12-42.

### Адрес типографии:

Россия, Москва, ул. Складочная, д. 3,  
корп. 6.

Мнения авторов не всегда совпадают с точкой зрения редакции.

За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет.

Материалы, опубликованные в журнале – собственность ООО "ИД Медиа Паблишер".

Перепечатка, цитирование, дублирование на сайтах допускаются только с разрешения издателя.

### РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

**Жодзишский М.И., Курынин Р.В., Серкин Ф.Б.**

Чувствительность приемников ГНСС

4

**Перов Р.А., Лаута О.С., Крибель А.М., Федулов Ю.В.**

Метод выявления аномалий в сетевом трафике

25

**Дегтярев А.Н., Кожемякин А.С., Афонин И.Л.,**

**Слезкин Г.В., Поляков А.Л.**

Двухступенчатый алгоритм согласованной фильтрации сигналов

32

### ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ

**Воронин Е.А., Козлов С.В., Кубанков А.Н.**

Выявление угроз на основе ограниченного набора данных при оценке систем обеспечения безопасности и мероприятий по их реализации

41

**Павликов С.Н., Коломеец В.Ю., Колесов Ю.Ю.,**

**Петров П.Н., Афанасьев Р.К.**

Метод обнаружения вредоносных программ и их элементов

49

### АВИАЦИОННАЯ И РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКАЯ ТЕХНИКА

**Мохаммад Навар, Воронова Л.И., Воронов В.И.**

Разработка имитационной модели использования роя беспилотных летательных аппаратов в сельском хозяйстве

55

**Джавадов Н.Г., Асадов Х.Г., Казимова Ф.Т.**

Вопросы оценки состояния эрозионности почвы в лесных массивах методами дистанционного зондирования

62



# CONTENTS

## RF TECHNOLOGY AND COMMUNICATION

**Zhodzishsky M.I., Kurynin R.V., Serkin F.B.**  
GNSS receiver sensitivity 4

**Perov R.A., Lauts O.S., Kribel A.M., Fedulov Yu.V.**  
A method for detecting anomalies in network traffic 25

**Degtyarev A.N., Kozhemyakin A.S., Afonin I.L.,  
Slezkin G.V., Polyakov A.L.**  
Two-stage algorithm for consistent signals filtering 32

## INFORMATICS, COMPUTER ENGINEERING AND CONTROL

**Voronin E.A., Kozlov S.V., Kubankov A.N.**  
Identification of threats based on a limited set of data  
in the assessment security systems and measures  
for their implementation 41

**Pavlikov S.N., Kolomeets V.Yu., Kolesov Yu.Y.,  
Petrov P.N., Afanasyev R.K.**  
Method of detection of malware and its elements 49

## AVIATION, SPACE-ROCKET HARDWARE

**Nawar Mohammad, Voronova L.I., Voronov V.I.**  
Development of a simulation model for unmanned aerial  
vehicles in agriculture 55

**Javadov N.H., Asadov H.H., Kazimova F.T.**  
Issues of assessment of soil erosion status in forest massives  
by remote sensing methods 62

**Founder:**  
"Media Publisher", LLC

**Publisher:**  
DYMKOVA S.S.

**Editor in chief:**  
LEGKOV K.E.

**Editorial board:**  
**BOBROWSKY V.I.**, PhD, Docent;  
**BORISOV V.V.**, PhD, Full Professor;  
**BUDKO P.A.**, PhD, Full Professor;  
**BUDNIKOV S.A.**, PhD, Docent,  
Actual Member of the Academy of  
Education Informatization;  
**VERHOVA G.V.**, PhD, Full Professor;  
**GONCHAREVSKY V.S.**, PhD, Full  
Professor, Honored Worker of Science  
and Technology of the Russian Federation;  
**KOMASHINSKIY V.I.**, PhD, Full Professor;  
**KIRPANEEV A.V.**, PhD, Docent;  
**KURNOSOV V.I.**, PhD, Full Professor,  
Academician of the International Academy  
of Informatization, law and order, Member  
of the Academy of Natural Sciences;  
**MOROZOV A.V.**, PhD, Full Professor,  
Actual Member of the Academy of Military  
Sciences;  
**MOSHAK N.N.**, PhD, Docent;  
**PAVLOV A.N.**, PhD, Full Professor;  
**PROROK V.Y.**, PhD, Full Professor;  
**SEMENOV S.S.**, PhD, Docent;  
**SINICYN E.A.**, PhD, Full Professor;  
**SHATRAKOV Y.G.**, PhD, Full Professor;  
Honored Worker of Science of the Russian  
Federation.

**Address of publisher:**  
111024, Russia, Moscow,  
st. Aviamotornaya, 8, bild. 1, office 323

**Address of edition:**  
194044, Russia, St. Petersburg,  
Lesnoy av., 34-36, h.1,  
Phone: +7 (911) 194-12-42.

**Address of printing house:**  
Russia, Moscow, st. Skladochnaya, 3, h. 6

The opinions of the authors don't always coincide with the point of view of the publisher. For the content of ads, the editorial Board is not responsible. All articles and illustrations are copyright. All rights reserved. No reproduction is permitted in whole or part without the express consent of Media Publisher Joint-Stock company.

doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-4-24

## ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПРИЕМНИКОВ ГНСС

**ЖОДЗИШСКИЙ**  
**Марк Исаакович<sup>1</sup>**

**КУРЫНИН**  
**Роман Валерьевич<sup>2</sup>**

**СЕРКИН**  
**Фёдор Борисович<sup>3</sup>**

### Сведения об авторах:

<sup>1</sup> профессор, д.т.н., Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет); главный научный сотрудник по передовым алгоритмам GNSS, Топкон позиционинг системс, Москва, Россия, MZhodzishsky@topcon.com

<sup>2</sup> ст. преподаватель, Национальный исследовательский университет "Высшая школа экономики"; ведущий инженер-программист, Топкон позиционинг системс, Москва, Россия, RKuryinin@topcon.com

<sup>3</sup> доцент, к.т.н., Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет); инженер, Топкон позиционинг системс, Москва, Россия, FSerkin@topcon.com

### АННОТАЦИЯ

**Введение.** Статья посвящена определению минимальных (пороговых) значений  $SNR_{thr}$ , при которых могут работать ГНСС приемники в высокоточном фазовом режиме и в менее точном кодовом режиме. Эти минимальные (пороговые) значения  $SNR_{thr}$  определяются, в первую очередь, системами синхронизации ГНСС приемников по несущей (СНН – системы синхронизации по несущей) и по задержке кода (ССЗ – схемы слежения за задержкой). В статье рассматриваются два типа СНН (ФАП и ЧАП) и два типа ССЗ – когерентная (КССЗ) и некогерентная (НССЗ) – в зависимости от чувствительности ССЗ к фазе несущей. Любая из этих ССЗ может быть автономной или ведомой с помощью целеуказаний от СНН. **Цель работы.** Рассматриваются системы синхронизации приемников ГНСС по фазе (частоте) несущей (ФАП, ЧАП) и по задержке кода (ССЗ) с учетом их взаимодействия друг с другом в высокоточном фазовом режиме (с сантиметровой точностью) и в более грубом, но в более помехоустойчивом кодовом режиме (с метровой точностью). Спутниковые сигналы могут быть двух типов: data – инверсно модулированными априори неизвестными двоичными символами ( $\mu = \pm 1$ ), либо pilot – без такой модуляции, а также с разными видами модуляции (BPSK, BOC и др.). Оцениваются ошибки слежения и минимальные значения SNR (Signal-to-Noise density Ratio), при которых эти системы (а следовательно, и весь приемник в целом) еще могут нормально работать. Рассмотрены две традиционные связки систем синхронизации по несущей и по коду, а именно: ФАП+когерентная ССЗ; ЧАП+некогерентная ССЗ; а также нетрадиционная связка ФАП+некогерентная ССЗ. **По результатам проведенных исследований** именно последняя связка (ФАП+некогерентная ССЗ) рекомендована для синхронизации ГНСС приемников для обеспечения их наилучшей чувствительности. Показано, что динамические свойства ФАП и ЧАП с точки зрения ведения ими ССЗ эквивалентны в линейном режиме, однако ЧАП обеспечивает намного большую, чем ФАП, динамическую устойчивость при высоких SNR.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** Система синхронизации несущей, схема слежения за задержкой, приемники радиосигналов глобальных навигационных спутниковых систем, пороговое отношение signal-to-noise density, фазовая автоподстройка частоты, data-сигналы, pilot-сигналы, BPSK, BOC.

**Для цитирования:** Жодзишский М.И., Курнин Р.В., Серкин Ф.Б. Чувствительность приемников ГНСС // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2022. Т. 14. № 3. С. 4–24. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-4-24

## 1. Введение

Статья посвящена определению минимальных (пороговых) значений  $SNR_{thr}$ , при которых могут работать ГНСС приемники в высокоточном фазовом режиме и в менее точном кодовом режиме. Эти минимальные (пороговые) значения  $SNR_{thr}$  определяются, в первую очередь, системами синхронизации ГНСС приемников по несущей (ССН – системы синхронизации по несущей) и по задержке кода (ССЗ – схемы слежения за задержкой). В статье рассматриваются два типа ССН (ФАП и ЧАП) и два типа ССЗ – когерентная (КССЗ) и некогерентная (НССЗ) – в зависимости от чувствительности ССЗ к фазе несущей. Любая из этих ССЗ может быть автономной или ведомой с помощью целеуказаний от ССН. Данная статья посвящена приемникам сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС), таких как американская система GPS, российская ГЛОНАСС, европейская Galileo и другие ([1–4]). Современные приемники ГНСС обеспечивают прием и обработку сигналов всех этих систем одновременно.

В предшествующей работе [5] авторы рассматривали одну из систем синхронизации несущей (ССН) приемников ГНСС, а именно, систему фазовой автоподстройки частоты (ФАП). В предлагаемой статье круг рассматриваемых систем синхронизации существенно расширен. Помимо ССН, рассмотрены и системы синхронизации задержки модулирующего кода (синоним: псевдослучайной последовательности, или ПСП). В литературе такие системы обозначают ССЗ – схемы слежения за задержкой. Учтено также, что каждая из систем синхронизации приемников ГНСС (ССН и ССЗ) может быть либо когерентной (чувствительной к фазе несущего колебания), либо некогерентной (чувствительной лишь к частоте, но не к фазе несущего колебания). Когерентная ССН называется системой ФАП, а некогерентная ССН называется системой частотной автоподстройки (ЧАП). Когерентную и некогерентную ССЗ будем обозначать, соответственно, КССЗ и НССЗ. Любая из этих ССЗ может быть либо автономной, либо ведомой – в зависимости от того, получает ли эта ССЗ целеуказания (ЦУ) от ССН. В гл. 9 в [4] описано, как формируются эти ЦУ и как они вводятся в ведомую КССЗ 1-го порядка. Дополнительно к ведомым ССЗ рассмотрим и автономные, которые должны иметь более высокий порядок, а именно, 2-ой или 3-ий.

В указанной гл.9 в [4] описываются также ведомые системы ФАП, но в настоящей работе будут рассмотрены только автономные ССН: ФАП и ЧАП.

Процессы в ССН и в ССЗ взаимно влияют друг на друга, даже если ССЗ является автономной (а не ведомой от ССН), так как ошибки слежения обеих этих систем влияют на корреляционные сигналы, см. (21) – (24) ниже, которые, в свою очередь, определяют сигналы их дискриминаторов. Поэтому будем говорить о *связке ССН + ССЗ*. В статье изучаются как традиционные связки: когерентная (ФАП + КССЗ) и некогерентная (ЧАП + НССЗ), так и нетрадиционная связка (ФАП + НССЗ). Формально можно говорить и о связке (ЧАП + КССЗ), но практического интереса она не представляет (с помощью имитационного моделирования проверили, что такая связка не является работоспособной) и поэтому в статье не рассматривается.

Проведенный в [5] анализ касался работы приемников ГНСС в *линейном* режиме. Такой режим имеет место при работе приемников в благоприятных условиях, например, при работе под открытым небом и при отсутствии сильных динамических воздействий. Однако при неблагоприятных условиях (например, при затенениях спутниковых сигналов, при сильных динамических воздействиях и др.) системы синхронизации несущей и задержки кода переходят в нелинейный режим работы. Нелинейный режим сопровождается появлением аномальных измерений, ошибки которых превышают допустимые пределы. Эти аномальные ошибки должны быть забракованы на этапе первичной или вторичной обработки. При дальнейшем ухудшении условий работы приемника происходит полный срыв синхронизма его систем синхронизации, и навигационные измерения становятся невозможными.

Предельно допустимые значения воздействий, при которых измерения еще можно отнести к «нормальным», называются пороговыми (или порогами). Мы будем изучать пороги по SNR (Signal-to-Noise density Ratio), т.е. изучать чувствительность приемников. Напомним, что  $SNR(dB.Hz) = 10 \log_{10}(C/N_0)$ , где  $C$  – мощность сигнала, а  $N_0$  – спектральная плотность шума на входе приемника.

Системы синхронизации приемников ГНСС, изучаемые в данной статье, предназначены для работы по открытым (гражданским) сигналам, инверсно модулированным двоичными символами навигационной информации  $\mu = \pm 1$  – такие сигналы называются *data-сигналами*, либо по сигналам без модуляции двоичными символами навигационной информации – т.н. *pilot-сигналы*, речь о которых пойдет ниже в разделе 4.

Чувствительность приемников будет разной при разных динамических воздействиях. Наилучшая чувствительность может быть достигнута в неподвижном приемнике (в статике) и при относительно слабых динамических воздействиях, например, при равномерном движении с постоянной скоростью и при движении с относительно небольшими ускорениями. В случае сильных динамических воздействий на приемник его чувствительность ухудшается, см. п.6.3.

Для изучения *линейного* режима работы цифровых (точнее – *дискретных*) систем в [5] применялся наиболее адекватный для таких систем математический аппарат z-преобразований (англ. z-domain model). Т.к. в предлагаемой работе мы изучаем *нелинейный* режим работы, то использовали иной математический аппарат, а именно: статистические эквиваленты дискриминаторов (см. п.5) и расчетно-имитационные модели систем синхронизации (см. п.3).

## 2. Рекуррентные уравнения систем синхронизации и выражения для сигналов дискриминаторов

Для всех изучаемых в статье систем синхронизации приводятся рекуррентные уравнения и выражения для сигналов их дискриминаторов.

Рассматриваемую в настоящей статье систему ФАП 3го порядка можно описать с помощью следующих рекуррентных уравнений (РУ), см. (6) в [5]:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_i^{\text{NCO}} &= \varphi_{i-1}^{\text{NCO}} + \omega_{i-1}^{\text{NCO}} \cdot T_c + \alpha^{\text{PLL}} \cdot z_i^{\text{d,PLL}} \\ \omega_i^{\text{NCO}} &= \omega_{i-1}^{\text{NCO}} + \nu_{i-1} \cdot T_c + \beta^{\text{PLL}} \cdot z_i^{\text{d,PLL}} / T_c \\ \nu_i &= \nu_{i-1} + \gamma^{\text{PLL}} \cdot z_i^{\text{d,PLL}} / T_c^2 \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где

–  $\varphi_i^{\text{NCO}}$  (рад) – фаза NCO, которая устанавливается после завершения  $i$ -го периода регулирования длительностью  $T_c$  [с] = const, точнее – после выполнения дискретного управления частотой (ДУЧ) и дискретного управления фазой (ДУФ);

–  $\omega_i^{\text{NCO}}$  (рад/с) – частота NCO по завершению  $i$ -го периода регулирования;

–  $\nu_i$  (рад/с<sup>2</sup>) – число в последнем сумматоре петлевого фильтра, см. раздел 7.3 в [4];

–  $z_i^{\text{d,PLL}}$  (рад) – сигнал на выходе фазового детектора (ФД) по завершению  $i$ -го периода регулирования.

Напомним, что РУ ФАП 2-го порядка получаются из (1), если в них положить  $\nu_i \equiv 0$  и  $\gamma^{\text{PLL}}=0$ :

$$\left. \begin{aligned} \varphi_i^{\text{NCO}} &= \varphi_{i-1}^{\text{NCO}} + \omega_{i-1}^{\text{NCO}} \cdot T_c + \alpha^{\text{PLL}} \cdot z_i^{\text{d,PLL}} \\ \omega_i^{\text{NCO}} &= \omega_{i-1}^{\text{NCO}} + \beta^{\text{PLL}} \cdot z_i^{\text{d,PLL}} / T_c \end{aligned} \right\}. \quad (1^*)$$

В разделах 2-4 будем изучать системы ССН и ССЗ, предназначенные для работы по data-сигналам. Примем для конкретности, что эти data-сигналы инверсно модулированы 20-миллисекундными двоичными символами навигационной информации  $\mu=\pm 1$ . Предполагается, что границы этих двоичных символов уже определены на этапе вхождения в связь (см. раздел 12 в [4]; изучение режима вхождения в связь выходит за рамки настоящей работы). Количественный анализ систем синхронизации проводится для двух типовых значений периода регулирования:  $T_c=20$  мс и  $T_c=5$  мс. В случае  $T_c=20$  мс предполагаем, что границы периодов регулирования совпадают с границами двоичных символов. В случае  $T_c=5$  мс предполагаем, что некоторые границы периодов регулирования совпадают с границами двоичных символов, а другие границы периодов регулирования находятся внутри границ символа.

Отметим, что на практике в некоторых приемниках это условие совпадения границ двоичных символов с границами периодов регулирования может не выполняться так же, как может не выполняться и равенство  $T_c=5$  мс (длительность периода регулирования может равняться нецелому количеству миллисекунд). Однако отклонения от этих условий приводят к эффектам второго порядка малости. Этот факт был проверен экспериментально, но оценка влияния отклонения от указанных условий выходит за рамки данной статьи.

Безразмерные коэффициенты  $\alpha^{\text{PLL}}$ ,  $\beta^{\text{PLL}}$ ,  $\gamma^{\text{PLL}}$  в РУ (1) рассчитываются через шумовую полосу непрерывного аналога ФАП второго порядка  $B_L^{\text{PLL}}$  [Гц] по формулам (3) и (5) в [5]:

$$\left. \begin{aligned} \alpha^{\text{PLL}} &= \frac{8}{3} \cdot B_L^{\text{PLL}} \cdot T_c \\ \beta^{\text{PLL}} &= \frac{1}{2} \cdot (\alpha^{\text{PLL}})^2 \\ \gamma^{\text{PLL}} &= 0.0667 \cdot (\alpha^{\text{PLL}})^3 \end{aligned} \right\}. \quad (2)$$

Как и в [5], систему ФАП (1)–(2) третьего порядка с полосой  $B_L^{\text{PLL}} = 25$  Гц будем обозначать как «ФАП-Э, 25/3». Аналогичные обозначения будем использовать и для других рассматриваемых ниже в статье систем.

В качестве ФД можно использовать алгоритм, описанный в р.17.1 в [4]:

$$z_i^{\text{d,PLL}} = \arctan \frac{Q_i}{I_i}. \quad (3)$$

Значение сигнала дискриминатора по формуле (3) не зависит от знака двоичного символа  $\mu=\pm 1$ , т.к. этот знак одинаково влияет на числитель и знаменатель в (3).

Помимо ФАП в данной статье мы будем также изучать и систему ЧАП. При третьем порядке эта система имеет следующие РУ:

$$\left. \begin{aligned} \omega_i^{\text{NCO}} &= \omega_{i-1}^{\text{NCO}} + \nu_{i-1} \cdot T_c + \alpha^{\text{FLL}} \cdot z_i^{\text{d,FLL}} \\ \nu_i &= \nu_{i-1} + \dot{\nu}_{i-1} \cdot T_c + \beta^{\text{FLL}} \cdot z_i^{\text{d,FLL}} / T_c \\ \dot{\nu}_i &= \dot{\nu}_{i-1} + \gamma^{\text{FLL}} \cdot z_i^{\text{d,FLL}} / T_c^2 \\ \varphi_i^{\text{NCO}} &= \varphi_{i-1}^{\text{NCO}} + \omega_{i-1}^{\text{NCO}} \cdot T_c \end{aligned} \right\}, \quad (4)$$

где безразмерные коэффициенты  $\alpha^{\text{FLL}}$ ,  $\beta^{\text{FLL}}$ ,  $\gamma^{\text{FLL}}$  определяются через эквивалентную шумовую полосу ЧАП  $B_L^{\text{FLL}}$  [Гц] по следующим формулам (аналогичным (2) для ФАП):

$$\left. \begin{aligned} \alpha^{\text{FLL}} &= \frac{8}{3} \cdot B_L^{\text{FLL}} \cdot T_c \\ \beta^{\text{FLL}} &= \frac{1}{2} \cdot (\alpha^{\text{FLL}})^2 \\ \gamma^{\text{FLL}} &= 0.0667 \cdot (\alpha^{\text{FLL}})^3 \end{aligned} \right\}. \quad (5)$$

В РУ (4) величина  $z_i^{\text{d,FLL}}$  (рад/с) – сигнал на выходе частотного детектора (ЧД) по завершению  $i$ -го периода регулирования; остальные величины в уравнениях (4) и (5) имеют тот же смысл, что и для ФАП. РУ ЧАП 2-го порядка получаются из (4), если в них положить  $\dot{\nu}_i \equiv 0$  и  $\gamma^{\text{FLL}}=0$ .

Рассмотрим следующие алгоритмы расчета ЧД:

– арктангенсный дискриминатор (см., например, (14.54) в [6]), рассчитываемый по формуле:

$$z_i^{\text{d,FLL}} = \frac{1}{T_c} \cdot \arctan \frac{Q_i \cdot I_{i-1} - I_i \cdot Q_{i-1}}{I_i \cdot I_{i-1} + Q_i \cdot Q_{i-1}}. \quad (6)$$

– модификацию дискриминатора decision-directed cross-product (DDCP) [7–9], которую обозначим **DDCP-norm**, выходной сигнал дискриминатора которой рассчитывается по формуле:

$$z_i^{\text{d,FLL}} = \frac{1}{T_c} \cdot \frac{(Q_i \cdot I_{i-1} - Q_{i-1} \cdot I_i) \cdot \text{sgn}(I_i \cdot I_{i-1} + Q_i \cdot Q_{i-1})}{I_i^2 + Q_i^2}. \quad (7)$$

В (6) и (7) величины  $I_i$  и  $Q_i$  – те же самые корреляционные сигналы, которые используются и в системах ФАП. Заметим, что знаки двоичных символов  $\mu_i=\pm 1$  не влияют на значение сигнала  $z_i^{\text{d,FLL}}$ .

Приступим к описанию ССЗ.

Дискриминатор когерентной ССЗ описывается следующим выражением (см. р.17.1 в [4]):

$$z_i^{d,DLL} = \frac{dI_i}{I_i}, \quad (8)$$

а дискриминатор некогерентной ССЗ – следующим выражением (см. (6.20) в [10]):

$$z_i^{d,DLL} = \frac{I_i \cdot dI_i + Q_i \cdot dQ_i}{I_i^2 + Q_i^2}. \quad (9)$$

Обратим внимание, что в (8) и (9) знаки двоичных символов  $\mu_i = \pm 1$  не влияют на значение сигнала  $z_i^{d,DLL}$ .

РУ автономной ССЗ 3-го порядка аналогичны РУ автономной ФАП, см. (6) в [5]:

$$\left. \begin{aligned} \tau_i^{out} &= \tau_{i-1}^{out} + \dot{\tau}_{i-1}^{out} \cdot T_c + \alpha^{DLL} \cdot \Delta \cdot z_i^{d,DLL} \\ \dot{\tau}_i^{out} &= \dot{\tau}_{i-1}^{out} + \ddot{\tau}_{i-1}^{out} \cdot T_c + \beta^{DLL} \cdot \Delta \cdot z_i^{d,DLL} / T_c \\ \ddot{\tau}_i^{out} &= \ddot{\tau}_{i-1}^{out} + \gamma^{DLL} \cdot \Delta \cdot z_i^{d,DLL} / T_c^2 \end{aligned} \right\}. \quad (10)$$

РУ ведомой ССЗ 1-го порядка:

$$\tau_i^{out} = \tau_{i-1}^{out} + \frac{T_c}{f_{clock}} \cdot \tilde{f}_i^{eq,NCO} + \alpha^{DLL} \cdot \Delta \cdot z_i^{d,DLL}. \quad (11)$$

Здесь  $f_{clock} = \Delta^{-1}$  – тактовая частота ПСП: например, для GPS L1 C/A  $f_{clock} = 1.023$  МГц;  $\Delta$  – длительность чипа (для GPS L1 C/A  $\Delta = 977.5 \cdot 10^{-9}$  с). Безразмерные коэффициенты  $\alpha^{DLL}$ ,  $\beta^{DLL}$ ,  $\gamma^{DLL}$  в (10) и (11) рассчитываются через шумовую полосу ССЗ  $B_L^{DLL}$  [Гц] по формулам (2), если в них индекс PLL заменить на DLL.

Ведомая петля ССЗ описана в разделе 9.2 в [4]. Она получает ЦУ от ССН в виде эквивалентной частоты  $\tilde{\omega}_i^{eq,NCO} \equiv 2\pi \cdot \tilde{f}_i^{eq,NCO}$ . Эквивалентная частота NCO на  $i$ -ом периоде регулирования равна:

$$\tilde{\omega}_i^{eq,NCO} = \omega_{i-1}^{NCO} + \frac{\Delta \varphi_{i-1}^{NCO} \langle \text{рад} \rangle}{T_c}, \quad (12)$$

где:

$$\Delta \varphi_i^{NCO} = \varphi_i^{NCO} - (\varphi_{i-1}^{NCO} + \omega_{i-1}^{NCO} \cdot T_c). \quad (13)$$

Подставив (13) в (12), получим

$$\tilde{\omega}_i^{eq,NCO} = \omega_{i-1}^{NCO} - \omega_{i-2}^{NCO} + \frac{\varphi_{i-1}^{NCO} - \varphi_{i-2}^{NCO}}{T_c}. \quad (14)$$

В ведомой ССЗ с РУ (11) эквивалентная частота  $\tilde{f}_i^{eq,NCO}$  постоянна внутри периода регулирования; она изменяется скачкообразно на границах периодов регулирования, но не из-за ДУЧ, как это имеет место в автономных системах синхронизации, а из-за формирования (после каждого периода регулирования) нового значения эквивалентной частоты  $\tilde{f}_i^{eq,NCO}$ .

Для улучшения статистических характеристик дискриминаторов, а следовательно, и систем синхронизации в целом, используют т.н. «усреднение знаменателя» (УЗ), см., например, р. 17.3 в [4]. Результатом сглаживания величины  $x_i$  назовем величину  $(x_i)^{RC}$ , рассчитываемую согласно (17.1) в [4]:

$$(x_i)^{RC} = (1 - \alpha^{RC}) \cdot (x_{i-1})^{RC} + \alpha^{RC} \cdot x_i. \quad (15)$$

При этом безразмерный коэффициент  $\alpha^{RC}$  рассчитывается через эквивалентную шумовую полосу цифровой РС-цепочки  $B_L^{RC}$  [Гц] согласно р.17.2 в [4] следующим образом:

$$\alpha^{RC} = 1 - \exp(-4B_L^{RC} \cdot T_c). \quad (16)$$

При  $B_L^{RC} \cdot T_c \ll 1$  можно записать:

$$\alpha^{RC} \approx 4B_L^{RC} \cdot T_c. \quad (16^*)$$

Приемлемым значением  $\alpha^{RC}$  для ССН является 0.1, чему соответствует полоса  $B_L^{RC} = 5.27$  Гц для  $T_c = 5$  мс и  $B_L^{RC} = 1.32$  Гц для  $T_c = 20$  мс. Отметим, что слишком малое значение  $\alpha^{RC}$  при УЗ в дискриминаторе ССН может приводить к возникновению динамических ошибок. Для ССЗ значение  $\alpha^{RC}$  может быть и меньшим.

Перепишем формулы для расчета сигналов дискриминаторов каждой из ССН и ССЗ с использованием УЗ. Напомним, при наличии УЗ необходимо учитывать знаки двоичных символов  $\mu_i = \pm 1$ . Для снятия знака двоичного символа можно воспользоваться каким-либо алгоритмом оценки знака двоичного символа  $\hat{\mu}_i$ , например, описанного в р.17.1 в [4]. Введем обозначения:

$$I_i^* = I_i \cdot \hat{\mu}_i; Q_i^* = Q_i \cdot \hat{\mu}_i; dI_i^* = dI_i \cdot \hat{\mu}_i; dQ_i^* = dQ_i \cdot \hat{\mu}_i. \quad (17)$$

С учетом (17) и (15) вместо дискриминатора ФД (3) получим следующее выражение для выходного сигнала дискриминатора:

$$z_i^{d,PLL} = \arctan \frac{Q_i^*}{(I_i^*)^{RC}}. \quad (3^*)$$

Для арктангенсного ЧД вместо (6) получим следующее выражение:

$$z_i^{d,FLL} = \frac{1}{T_c} \cdot \arctan \frac{Q_i^* \cdot I_{i-1}^* - I_i^* \cdot Q_{i-1}^*}{(I_i^* \cdot I_{i-1}^* + Q_i^* \cdot Q_{i-1}^*)^{RC}}, \quad (6^*)$$

а для ЧД DDCP-norm вместо (7) – следующее:

$$z_i^{d,FLL} = \frac{1}{T_c} \cdot \frac{(Q_i \cdot I_{i-1} - Q_{i-1} \cdot I_i) \cdot \text{sgn}(I_i \cdot I_{i-1} + Q_i \cdot Q_{i-1})}{(I_i^2 + Q_i^2)^{RC}}. \quad (7^*)$$

Обратим внимание, что в (7\*) по-прежнему знаки двоичных символов  $\mu_i = \pm 1$  не влияют на значение сигнала  $z_i^{d,FLL}$ .

Для дискриминатора КССЗ вместо (8) получим:

$$z_i^{d,DLL} = \frac{dI_i^*}{(I_i^*)^{RC}}, \quad (8^*)$$

а для дискриминатора НССЗ вместо (9) получим:

$$z_i^{d,DLL} = \frac{I_i \cdot dI_i + Q_i \cdot dQ_i}{(I_i^2 + Q_i^2)^{RC}}. \quad (9^*)$$

Обратим внимание, что в (9\*) по-прежнему знаки двоичных символов  $\mu_i = \pm 1$  не влияют на значение сигнала  $z_i^{d,DLL}$ .

Поясним влияние УЗ на примере дискриминатора КССЗ (8) и (8\*), для которых влияние УЗ наиболее существенно.

При малых значениях энергетического потенциала (ЭП)  $C/N_0$  для некоторых  $i$  величина  $I_i$  в (8) может оказаться близкой к нулю, что приведет к большим выбросам сигнала дискриминатора  $z_i^{d,DLL}$ . Эти выбросы могут значительно увеличить дисперсию ошибки слежения и даже привести к неработоспособности ССЗ с дискриминатором (8). Использование УЗ с  $\alpha^{RC} \approx 0.1$  позволяет резко уменьшить вероятность больших выбросов сигнала дискриминатора КССЗ. Для гарантированного отсутствия таких выбросов применяют и другие меры, см. п.5 ниже.

### 3. Расчетно-имитационная модель систем синхронизации

Описывается расчетно-имитационная модель, с помощью которой изучаются системы синхронизации ГНСС приемников. В этой модели аналитически определяются статистические характеристики (математические ожидания и дисперсии) одномиллисекундных отсчетов. С такими характеристиками моделируются гауссовские случайные числа. Все дальнейшие операции, выполняемые в системах синхронизации, моделируются в соответствии с алгоритмами их работы. Такое построение модели позволяет адекватно учесть особенности работы систем синхронизации и в то же время на несколько порядков увеличить быстродействие модели и объем статистики по сравнению с моделированием на частоте дискретизации  $f_s \geq (50 \dots 100)$  МГц.

Напомним, см. гл.5 в [4], что в ГНСС приемниках вначале образуются одномиллисекундные корреляционные сигналы, а затем (с помощью их суммирования в течение каждого очередного  $i$ -го периода регулирования) – корреляционные сигналы  $I_i, Q_i, dI_i, dQ_i$ .

В данной статье мы изучаем свойства ССН и ССЗ (с учетом их взаимодействия друг с другом) с помощью расчетно-имитационной модели. В этой модели мы аналитически рассчитываем одномиллисекундные значения корреляционных сигналов, а остальные операции (начиная с получения компонент  $I_i, Q_i, dI_i, dQ_i$ ) мы моделируем. Обозначим через  $e$  порядковый номер одномиллисекундного отсчета внутри очередного (например,  $i$ -го) периода регулирования. Положим для простоты, что каждый период  $T_c$  содержит целое число (например, 5) миллисекунд. Момент начала очередного модельного эксперимента будем обозначать  $t = 0$ . В этот момент начинается первый период регулирования, он заканчивается при  $t_1 = T_c$ , затем от  $T_c$  до  $2T_c$  длится второй период

регулирования и т.д.;  $i$ -ый период регулирования начинается при  $t_{i-1} = (i-1) \cdot T_c$  и заканчивается при  $t_i = i \cdot T_c$ . Внутри каждого периода регулирования в приводимом примере размещается 5 одномиллисекундных интервалов ( $e=1; 2; 3; 4; 5$ ). Начало 1-го одномиллисекундного интервала ( $e=1$ ) совпадает с началом соответствующего ему периода регулирования. Будем обозначать как  $(i, e)$  номер одномиллисекундного интервала с номером  $e$  внутри  $i$ -го периода регулирования.

Особенностью всех рассматриваемых в данной статье автономных систем синхронизации (ФАП, ЧАП и автономных ССЗ) является то, что частоты опорных (выходных) колебаний этих систем постоянны внутри периода регулирования  $T_c$ : они изменяются скачком с помощью ДУЧ на границах периодов регулирования; тогда же скачком изменяются и фазы (задержки) опорных (выходных) колебаний с помощью ДУФ, см. рис. 7.8 в [4]. Внутри периода регулирования фазы (задержки) опорных колебаний изменяются линейно.

При формировании сигналов дискриминаторов важны средние величины (СВ) ошибок слежения за каждый  $(i, e)$ -ый одномиллисекундный интервал. Средние величины будем помечать знаком тильда ( $\sim$ ) над соответствующей переменной, а мгновенные величины (МВ) – без тильды. Например,  $\tilde{\varphi}_{i,e}^{PLL}$  означает разность средних фаз входного и опорного сигналов за  $(i, e)$ -ый интервал, тогда как  $\varphi_{i,e}^{PLL}$  (без тильды!) означает разность между мгновенной фазой входного сигнала  $\varphi_{i,e}^e$  в момент  $t = (i-1) \cdot T_c + e \cdot T_M$  и мгновенной фазой опорного сигнала (фазой NCO) в момент  $t_+ = (i-1) \cdot T_c + e \cdot T_M + 0$  (сразу после выполнения ДУФ). Связь между СВ и МВ на  $(i, e)$ -ом одномиллисекундном интервале аналогична связи между СВ и МВ на периоде регулирования, см. (1) и (2) в [5]:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\varphi}_{i,e}^{NCO} &= \varphi_{i,e-1}^{NCO} + \frac{1}{2} \omega_{i-1}^{NCO} \cdot T_M \\ \tilde{\omega}_i^{NCO} &= \omega_{i-1}^{NCO} \\ \tilde{\nu}_i &= \nu_{i-1} \end{aligned} \right\}. \quad (18)$$

Аналогична связь между МВ и СВ для задержки кода в автономной ССЗ:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\tau}_{i,e}^{out} &= \tau_{i,e-1}^{out} + \frac{1}{2} \dot{\tau}_{i-1}^{out} \cdot T_M \\ \tilde{\dot{\tau}}_i^{out} &= \dot{\tau}_{i-1}^{out} \\ \tilde{\ddot{\tau}}_i^{out} &= \ddot{\tau}_{i-1}^{out} \end{aligned} \right\}. \quad (19)$$

Приведем выражения для моделирования корреляционных сигналов  $I_{i,e}, Q_{i,e}, dI_{i,e}, dQ_{i,e}$ . Все эти сигналы будем моделировать как взаимно независимые гауссовские случайные числа с математическими ожиданиями  $M_{i,e}^I; M_{i,e}^Q; M_{i,e}^{dI}; M_{i,e}^{dQ}$  и с дисперсиями  $D_{i,e}^I = D_{i,e}^Q; D_{i,e}^{dI} = D_{i,e}^{dQ}$ . Реальные значения этих величин зависят от многих факторов, таких как частота дискретизации  $f_s$ , характеристика АЦП и других. Однако на статистические характеристики ССН и ССЗ оказывают влияние



не по отдельности значения математических ожиданий и дисперсий корреляционных сигналов, а отношения квадратов математических ожиданий к дисперсиям. Поэтому при моделировании *без потери общности* положим

$$D_{i,e}^I = D_{i,e}^Q = 1. \quad (20)$$

Корреляционные сигналы при моделировании можно представить в следующем виде (см. (6.1) в [4]):

$$I_{i,e} = \mu \cdot U_{i,e}^M \cdot R(\tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}}) \cdot \cos(\tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}}) + I_{i,e}^n. \quad (21)$$

$$Q_{i,e} = \mu \cdot U_{i,e}^M \cdot R(\tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}}) \cdot \sin(\tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}}) + Q_{i,e}^n. \quad (22)$$

$$dI_{i,e} = \mu \cdot U_{i,e}^M \cdot \Delta R(\tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}}) \cdot \cos(\tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}}) + dI_{i,e}^n. \quad (23)$$

$$dQ_{i,e} = \mu \cdot U_{i,e}^M \cdot \Delta R(\tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}}) \cdot \sin(\tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}}) + dQ_{i,e}^n. \quad (24)$$

В (21)–(24) величина  $\tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}}$  – разность *средних* фаз входного и опорного сигналов ССН за  $(i, e)$ -ый одномиллисекундный интервал, а  $\tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}}$  – разность *средних* задержек в [с] входного и опорного сигналов ССЗ за тот же  $(i, e)$ -ый интервал. С учетом (20) имеем

$$U_{i,e}^M = \sqrt{2 \cdot (C/N_0) \cdot T_M}; \quad (25)$$

$$D_d \equiv D_{i,e}^{dI} = D_{i,e}^{dQ} = \frac{\tau_0}{2 \cdot \Delta}, \quad (26)$$

где  $\tau_0$  – длительность строка (см. раздел 6 в [4]).

Шумовые компоненты  $I_{i,e}^n$  и  $Q_{i,e}^n$  в (21)–(22) берутся от датчика независимых гауссовых чисел с единичной дисперсией, см. (20), а шумовые компоненты  $dI_{i,e}^n$  и  $dQ_{i,e}^n$  в (23)–(24) берутся от того же датчика (но при другом обращении), после чего умножаются на  $\sqrt{D_d}$  из (26).

В (21) и (22)  $R(\tau)$  – взаимно корреляционная функция входной и опорной ПСП; в (23) и (24)  $\Delta R(\tau)$  – взаимно корреляционная функция входной ПСП и опорного сигнала в виде последовательности прямоугольных стробов длительностью  $\tau_0$ , см. гл. 6 в [4]. Вид функций  $R(\tau)$  и  $\Delta R(\tau)$  изображен на рис. 6.5 в [4] для двух случаев: для максимально широкого строка длительностью  $\tau_0 = \Delta$  и для строка длительностью  $\tau_0 = \Delta/4$ .

Приведенные выше выражения (21) – (24) для корреляционных сигналов справедливы в случае, когда за длительность одномиллисекундного периода модели можно пренебречь изменением ошибок слежения ССН и ССЗ (т.е. считать эти ошибки постоянными). Наиболее критичным это условие является для ССН.

При больших расстройках по частоте между входным и опорным сигналами лучше использовать более точные формулы для корреляционных сигналов  $I_{i,e}$ ,  $Q_{i,e}$ ,  $dI_{i,e}$ ,  $dQ_{i,e}$ , условие применимости которых является более слабое требование малого изменения разности частот входного и опорного сигналов за 1 мс (а не разности их фаз). Приведем эти более точные формулы. При этом введем обозначения расстройки

между средними значениями частот входного и опорного сигналов  $\tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}}$  в <рад/сек>.

Введем вспомогательные переменные:

$$A_z(\tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}}) = \mu \cdot U_{i,e}^M \cdot \frac{\sin\left(\frac{1}{2} \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}} \cdot (\Delta - |\tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}}|)\right) \cdot \sin\left(\frac{1}{2} \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}} \cdot T_M\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}} \cdot \Delta\right) \cdot \frac{1}{2} \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}} \cdot T_M}. \quad (27)$$

$$\Phi_z(\tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}}) = \tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}} + \frac{1}{2} \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}} \cdot \tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}} + \frac{1}{2} \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}} \cdot T_M. \quad (28)$$

Формулы для моделирования МО компонент I и Q примут вид:

$$M\left[I(\tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}})\right] = A_z(\tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}}) \times \cos\left(\Phi_z(\tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}})\right); \quad (29)$$

$$M\left[Q(\tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}})\right] = A_z(\tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}}) \times \sin\left(\Phi_z(\tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}})\right). \quad (30)$$

Тогда формулы для моделирования корреляционных компонент выглядят следующим образом:

$$I_{i,e} = M\left[I(\tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}})\right] + I_{i,e}^n. \quad (31)$$

$$Q_{i,e} = M\left[Q(\tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}})\right] + Q_{i,e}^n. \quad (32)$$

$$dI_{i,e} = \frac{1}{2} \left( M\left[I(\tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}} + \frac{\tau_0}{2})\right] - M\left[I(\tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}} - \frac{\tau_0}{2})\right] \right) + dI_{i,e}^n. \quad (33)$$

$$dQ_{i,e} = \frac{1}{2} \left( M\left[Q(\tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}} + \frac{\tau_0}{2})\right] - M\left[Q(\tilde{\varphi}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\omega}_{i,e}^{\text{PLL}}, \tilde{\tau}_{i,e}^{\text{DLL}} - \frac{\tau_0}{2})\right] \right) + dQ_{i,e}^n. \quad (34)$$

При этом случайные величины  $I_{i,e}^n$ ,  $Q_{i,e}^n$ ,  $dI_{i,e}^n$  и  $dQ_{i,e}^n$  имеют гауссово распределение с нулевым МО и дисперсиями, определяемыми формулами (20) и (26).

При анализе работы систем синхронизации в линейном режиме приближенные формулы (21)–(24) обеспечивают достаточно высокую точность расчетов, т.к. в этом режиме изменение ошибок слежения за 1 мс обычно мало. Однако это условие может не выполняться при работе систем синхронизации в околопороговой области, где предпочтительнее использовать более точные формулы (27)–(34), что мы и делали в данной статье.

#### 4. Особенности синхронизации pilot-сигналов и сигналов с различными видами модуляции

Приводятся сведения о различных типах сигналов ГНСС. Переход от приема data-сигналов к приему pilot-сигналов требует использования дискриминатора ФАП с заменой узкого арктангенса на широкий для обеспечения большей чувствительности приемника ГНСС.

В современных ГНСС во многих случаях наряду с data-сигналом излучается pilot-сигнал, а также применяют различные виды модуляции, см. таблицу 1. В этой таблице представлены ГНСС различных стран: GPS (США), GLONASS (Россия), GALILEO (ЕС), BeiDou (Китай), NavIC (Индия), QZSS (Япония).

Таблица 1

Характеристики сигналов ГНСС, передаваемых на различных частотах [12-32]

#	Signal type	$f_0$ , MHz	Min power, dBW	Modulation	Channel type	$f_{clock}$ , MHz
1	GPS L1 C/A	1575.42	-158.5	BPSK	Data	1.023
2	GPS L1C	1575.42	-157	TMBOC(6,1,1/11)	Data, Pilot	1.023
3	GPS L2C	1227.6	-160	BPSK	Data, Pilot	1.023
4	GPS L5	1176.45	-157	QPSK	Data, Pilot	10.23
5	GLONASS L1	1598.0625-1605.375	-161	BPSK	Data	0.511
6	GLONASS L2	1242.937-1248.625	-167	BPSK	Data	0.511
7	GLONASS L3	1201	-167	QPSK	Data, Pilot	4.092
8	GALILEO E1	1575.42	-160	CBOC(6,1,1/11)	Data, Pilot	1.023
9	GALILEO E6	1278.75	-155	QPSK	Data, Pilot	5.115
10	GALILEO E5	1191.795	-155	AltBOC(15,10)	Data, Pilot	10.23
11	BeiDou B1I	1561.098	-163	BPSK	Data, Pilot	2.046
12	BeiDou B1C	1575.42	-161...-159	BOC(1,1), QMBOC(6,1,4/33)	Data, Pilot	1.023
13	BeiDou B2a	1176.45	-158...-156	QPSK	Data, Pilot	10.23
14	BeiDou B3I	1268.52	-163	BPSK	Data	10.23
15	NavIC L5	1176.45	-159.8	BPSK	Data	1.023
16	NavIC S1	2492.08	-163.1	BPSK	Data	1.023
17	QZSS L1 C/A	1575.42	-158.5	BPSK	Data	1.023
18	QZSS L1C	1575.42	-157	BOC(1,1)	Data, Pilot	1.023
19	QZSS L2C	1227.6	-160	BPSK	Data, Pilot	1.023
20	QZSS L5	1176.45	-157.9	QPSK	Data, Pilot	10.23

В таблице 1 приведены числовые данные по различным ГНСС. Эти данные необходимы для расчета ошибок систем синхронизации, рассматриваемых в данной статье. Эта таблица составлена по интерфейсным контрольным документам [12-32] на соответствующие ГНСС.

Поясним некоторые из приводимых в таблице 1 числовые данные. В колонке « $f_0$ , MHz» приведены номинальные значения несущих частот различных сигналов. Эти значения необходимы при пересчете фазовых ошибок из радиан или циклов в метры. В частности, с использованием формулы (48) мы рассчитываем фазовые ошибки в радианах, на рисунке 8 фазовые ошибки изображены в циклах, а на рисунке 12 – в метрах.

Данные из колонки «Min power, dBW» необходимы для расчета значения ЭП ( $C/N_0$ ), которое фигурирует во многих

формулах статьи. Для расчета ЭП необходимо взять значение из колонки Min power (у нас эта величина обозначена как  $C$ ) и затем по известной методике с учетом шумовой температуры приемника рассчитать значение спектральной плотности шума  $N_0$  (см. например, [1]).

В колонке «Modulation» приводятся данные о применяемом типе модуляции. Самым простым и распространенным типом является BPSK (Binary Phase Shift Keying Modulation), при котором несущая инверсно модулируется ПСП, а в случае data-сигнала – дополнительно и двоичными символами информации  $\mu = \pm 1$ . Более современным методом является ВОС-модуляция (Binary Offset Carrier), при которой ПСП перемножается на меандровый сигнал. Более подробная информация об этих и других видах модуляции приводится в [12-32]. Данные в последней колонке « $f_{clock}$ , MHz» необходимы для расчета ошибок слежения в ССЗ, см., например, формулы (26) и (42), и многие другие, в которых фигурирует  $\Delta = (f_{clock})^{-1}$ .

В случае pilot-сигнала для достижения большей помехоустойчивости в системе ФАП заменяют алгоритм расчета выходного сигнала дискриминатора: вместо «узкого» арктангенса в (3) следует использовать «широкий» арктангенс:

$$z_i^{d,PLL} = \text{Arctan}(Q_i, I_i) = \begin{cases} \arctan \frac{Q_i}{I_i}, & \text{if } (I_i > 0) \\ \arctan \frac{Q_i}{I_i} + \pi, & \text{if } (I_i < 0, Q_i > 0) \\ \arctan \frac{Q_i}{I_i} - \pi, & \text{if } (I_i < 0, Q_i < 0) \end{cases} \quad (35)$$

В этой формуле (35) не делается УЗ. Как и в случае data-сигнала, в pilot-сигнале можно несколько повысить помехоустойчивость системы ФАП, используя УЗ. Но в отличие от data-сигнала в pilot-сигнале не требуется снимать знак двоичных символов. В этом случае сигнал дискриминатора будет рассчитываться по формуле:

$$z_i^{d,PLL} = \text{Arctan}(Q_i, (I_i)^{RC}) = \begin{cases} \arctan \frac{Q_i}{(I_i)^{RC}}, & \text{if } ((I_i)^{RC} > 0) \\ \arctan \frac{Q_i}{(I_i)^{RC}} + \pi, & \text{if } ((I_i)^{RC} < 0, Q_i > 0) \\ \arctan \frac{Q_i}{(I_i)^{RC}} - \pi, & \text{if } ((I_i)^{RC} < 0, Q_i < 0) \end{cases} \quad (35^*)$$

Количественная оценка выигрыша в чувствительности (снижения порогового значения SNR) такого дискриминатора приводится в п.6.

Отметим, что широкий арктангенс (обозначим его «ЧД atan2») вместо узкого иногда используется и в арктангенсном ЧД, см. (6) и (6\*). Известны и другие разновидности ЧД, например, CP, который отличается от DDCP дискриминатора (7) отсутствием множителя  $\text{sgn}(I_i \cdot I_{i-1} + Q_i \cdot Q_{i-1})$  в (7) и заменой компонент  $I$  и  $Q$  (без снятия знака двоичного символа  $\hat{\mu}$ ) на компоненты  $I^*$  и  $Q^*$  (со снятием знака). Системы ЧАП с такими дискриминаторами мы также исследовали, но графики и подробные числовые данные для них в данной статье не приводим.

## 5.. Статистические характеристики дискриминаторов

Изучаются основные статистические характеристики дискриминаторов ССН и ССЗ, а именно: 1) дискриминаторная характеристика (ДХ); 2) эквивалентная дискриминаторная характеристика (ЭДХ); 3) эквивалентная флуктуационная характеристика (ЭФХ). Все эти характеристики являются некоторыми нелинейными функциями от ошибки слежения  $\lambda$ , в качестве которой в ССЗ рассматривается сдвиг между входным и опорным кодом (в метрах или секундах); в ФАП – сдвиг фаз между входной и опорной несущей (в циклах, в радианах или в метрах); в ЧАП – сдвиг частоты между входной и опорной несущей (в Герцах или в м/с). Все эти характеристики определяются для двух типовых периодов регулирования  $T_c$  систем синхронизации: для  $T_c=5$  мс (для высокодинамичных применений) и для  $T_c=20$  мс (для статических применений).

Знание этих характеристик дискриминаторов позволяет оценить многие свойства систем синхронизации. В частности, ДХ определяет полосы захвата и удержания, наличие или отсутствие ложных захватов и ошибок смещения и др. ЭДХ позволяет (при выполнении некоторых условий) среди множества дискриминаторов выбрать наилучший в нелинейном режиме. ЭФХ определяет дисперсию шумовой ошибки системы синхронизации (ФАП, ССЗ и некоторых видов ЧАП) в линейном режиме. Эта дисперсия равна произведению ЭФХ на шумовую полосу системы  $B_L$ .

Для гарантированного отсутствия больших выбросов сигнала дискриминатора ССЗ в нем можно использовать ограничитель.

При высоких SNR шумовые полосы ССН и ССЗ не зависят от SNR, а при очень низких SNR коэффициенты передачи дискриминаторов, а следовательно, и шумовые полосы соответствующих систем синхронизации начинают уменьшаться при уменьшении SNR.

### 5.1. Основные статистические характеристики дискриминаторов ССЗ и ССН

Раньше, чем переходить к исследованию статистических характеристик дискриминаторов ССН и ССЗ, дадим некоторые пояснения.

Напомним, см. р.8.2 в [4], что дискриминаторной характеристикой (ДХ)  $a(\lambda)$  называется зависимость математического ожидания выходного сигнала дискриминатора  $z_i^d$  от ошибки слежения  $\lambda$ , а флуктуационной характеристикой (ФХ)  $N_d$ , см. также р.8.2 в [4], – зависимость спектральной плотности сигнала  $z_i^d$  от  $\lambda$ , которая выражается через дисперсию  $\sigma_z^2$  сигнала дискриминатора (при размыкании петли обратной связи) согласно (5.11) в [10] следующим образом:

$$N_d(\lambda) = 2 \cdot \sigma_z^2(\lambda) \cdot T_c. \quad (36)$$

Выражение (36) справедливо для систем ФАП, ССЗ и некоторых систем ЧАП. Для других систем ЧАП выражение (36) несправедливо, подробнее – см. п.5.4.

ДХ в районе  $\lambda=0$  содержит линейный участок с наклоном  $k_{d,0}$  (его называют коэффициентом передачи дискриминатора),

см. р.8.2 в [4]. При не очень низких SNR во всех рассматриваемых в настоящей работе дискриминаторах ССН (при всех видах модуляции), а также в дискриминаторах ССЗ для **BPSK** коэффициент передачи дискриминатора равен единице  $k_{d,0}=1$  (если величины на входе и на выходе дискриминатора измерять в одинаковых размерностях), однако при очень низких SNR величина  $k_{d,0}$  начинает уменьшаться, что оказывает влияние как на динамические, так и на флуктуационные свойства соответствующей системы синхронизации.

Существенный интерес представляет также эквивалентная флуктуационная характеристика (ЭФХ)  $N_e$  в районе  $\lambda=0$ , см. р.8.2 в [4]:

$$N_e = N_d / k_{d,0}^2. \quad (37)$$

С её помощью можно рассчитать дисперсию шумовой ошибки следящей системы (ФАП, ССЗ и некоторых систем ЧАП) в линейном режиме:

$$\sigma_\lambda^2 = N_e \cdot B_L, \quad (38)$$

где  $B_L$  [Гц] – эквивалентная шумовая полоса соответствующей системы синхронизации.

Величину ЭФХ при  $\lambda=0$  мы будем обозначать  $N_e$  с добавлением индекса PLL или DLL (в силу отмеченной причины ЭФХ для дискриминаторов ЧАП в статье не приводятся). Поскольку ошибка слежения  $\lambda$  может измеряться в разных величинах (например, в [с], в [м], в циклах и др.), то и размерность  $N_e$  может быть разной. Для определенности мы будем явно указывать размерность величины ЭФХ.

Большой интерес представляет так называемая эквивалентная дискриминаторная характеристика (ЭДХ):

$$a_e(\lambda) = \frac{a(\lambda)}{\sigma_z(\lambda)}. \quad (39)$$

При сравнении двух дискриминаторов на основе анализа их ЭДХ можно утверждать, что если у одной системы ЭДХ больше (по модулю), чем у другой, то такая система «лучше» (в т.ч. по пороговым ЭП), если у них одинаковые все остальные параметры ( $T_c$ , петлевые фильтры и т.п.).

Положим, у двух систем установили одинаковые шумовую полосу  $B_L$  и порядок астатизма, например, ФАП-Э, 5/3. Переход от  $T_c=20$  мс к  $T_c=5$  мс улучшит статистические характеристики системы (в частности, пороговые ЭП), т.к. такой переход приблизит дискретную систему к непрерывной.

С другой стороны, переход от  $T_c=20$  мс к  $T_c=5$  мс ухудшает ЭДХ используемого дискриминатора (как для data-сигнала, так и для pilot-сигнала). Это справедливо как для случая без УЗ, так и для случая с УЗ, а следовательно, ухудшает статистические характеристики системы (в частности, пороговые ЭП).

Следовательно, при переходе от  $T_c=20$  мс к 5 мс действуют две разнонаправленные тенденции, и только с помощью имитационного моделирования можно определить, какая из них окажет большее влияние. Подробнее об этом см. п.6.

Отметим, что ЭДХ зеркально симметрична относительно  $\lambda=0$ , если нет смещения ДХ (такого смещения нет во всех рассматриваемых в данной статье дискриминаторах).

Несколько слов о значении статистических характеристик дискриминаторов ССН и ССЗ. Как уже говорили, ССЗ может быть ведомой (с помощью ЦУ) от ССН либо автономной (без ЦУ).

В случае *ведомой ССЗ* в ГНСС приемниках, предназначенных в том числе и для динамических применений, используют относительно широкополосные ССН с полосой  $B_L^{CLL} = 10...35$  Гц и обычно узкополосные ведомые ССЗ с полосой  $B_L^{DLL}$  в единицы или даже десятые (а иногда и сотые) доли Гц. В этом случае «слабым звеном» связки ССН + ССЗ является ССН – в том смысле, что именно ССН определяет чувствительность ГНСС приемника в целом. В этом случае *статистические характеристики дискриминаторов ССН особенно важны*.

Однако для статических применений полосу  $B_L^{CLL}$  можно существенно понизить, например, до  $B_L^{CLL} = 3...5$  Гц. Если же дополнительно применить общую для всех спутников кварцевую петлю [11], то полосу  $B_L^{CLL}$  для статических применений можно понизить еще в несколько раз. В результате «слабым звеном» связки ССН + ССЗ станет именно ССЗ, а не ССН. В этом случае важны *статистические характеристики дискриминаторов ССЗ*.

В случае *автономных ССЗ* важны *статистические характеристики как дискриминаторов ССН, так и ССЗ*.

Приступим к изучению статистических характеристик дискриминаторов ССЗ и ССН. Отметим, что статистические характеристики дискриминаторов ССЗ существенно зависят от вида модуляции (BPSK, BOC и др.), тогда как статистические характеристики дискриминаторов ССН в первом приближении от вида модуляции не зависят.

Рассмотрение начнем с дискриминаторов ССЗ, для которых опишем, в частности, методику использования статистических характеристик дискриминаторов для оценки ошибок слежения ССЗ. Эта методика применима и к ФАП, но соответствующие примеры приводить не будем.

## 5.2. Дискриминаторы ССЗ

Предположим вначале, что применяется BPSK модуляция сигналов.

На рисунке 1 представлены ДХ для строба с  $c\tau_0=c\Delta/50 \approx 5.86$  м, где  $c$  – скорость света, (в данной статье исследуется только такой «узкий» строб), для периода регулирования  $T_c=20$  мс, для когерентной ССЗ, для ряда значений SNR. Для  $T_c=5$  мс, а также для НССЗ графики похожи, мы их не приводим. При определении ДХ ССЗ использовалась связка ССЗ с «идеальной» системой ФАП (т.е. ФАП с нулевой ошибкой слежения за фазой  $\phi^{PLL}=0$ ). В этом случае полученные результаты можно использовать для предсказания свойств ССЗ в связках с *узкополосными ССН* для статических применений, но нельзя использовать для предсказания свойств ССЗ в связках с *неузкополосными ССН* (в частности, для высокодинамичных применений).

Для всех рассмотренных SNR в районе нуля присутствует линейный участок размахом примерно  $c\tau_0/2 \approx \pm 2.93$  м. Для относительно больших  $SNR \geq 34$  дБ.Гц наклон линейного

участка  $k_{d,0}^{DLL}$  практически единичный, для меньших SNR происходит уменьшение величины  $k_{d,0}^{DLL}$ . Снижение  $k_{d,0}^{DLL}$

приводит к заужению полосы ССЗ  $B_L^{DLL}$  и, соответственно, к росту динамических ошибок. Отметим, что этот эффект сильнее проявляется в НССЗ, чем в КССЗ, а также при  $T_c=5$  мс, чем при  $T_c=20$  мс. Последнее объясняется тем, что при  $T_c=20$  мс знак двоичного символа определяется с использованием энергии всего символа, тогда как при  $T_c=5$  мс – с помощью какого-либо алгоритма снятия знака (например, описанного в п.17.1 в [4]), т.е. в основном с использованием части энергии символа.

Отметим также, что полоса захвата ССЗ определяется размахом ДХ и во всех рассматриваемых случаях (для GPS L1 C/A сигнала) равна  $c\Delta \approx \pm 293$  м.

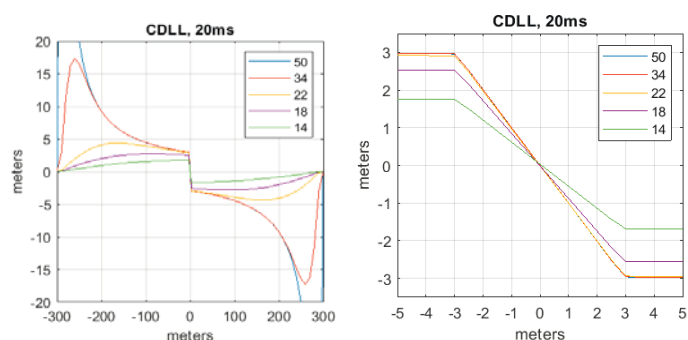


Рис. 1. ДХ для КССЗ (для GPS L1 C/A сигнала),  $T_c=20$  мс

Еще одним способом улучшения статистических характеристик дискриминатора ССЗ является установка ограничителя в нем. Этот способ можно применять как отдельно, так и совместно с УЗ.

Поясним возможный алгоритм работы *дискриминатора ССЗ с ограничителем*. Сначала нужно сформировать выходной сигнал  $z_i^{d,DLL}$  одного из описанных выше дискриминаторов, см. (8), (9), (8\*) или (9\*), после чего поставить ограничитель, т.е. выполнить следующее преобразование:

$$z_{lim,i}^{d,DLL} = \begin{cases} z_{lim}, & \text{if } (z_i^{d,DLL} > z_{lim}) \\ z_i^{d,DLL}, & \text{if } (-z_{lim} \leq z_i^{d,DLL} \leq z_{lim}) \\ -z_{lim}, & \text{if } (z_i^{d,DLL} < -z_{lim}) \end{cases} \quad (40)$$

Сигнал  $z_{lim,i}^{d,DLL}$  в случае наличия ограничителя используется так же, как и сигнал  $z_i^{d,DLL}$  в случае отсутствия ограничителя.

В таблице 2 приводятся значения коэффициентов передачи  $k_{d,0}^{DLL}$  следующих дискриминаторов:

- КССЗ без ограничителя (см. (8\*));
- НССЗ без ограничителя (см. (9\*));
- с ограничителем  $z_{lim}=6$  м (см. (40)) – как для КССЗ, так и для НССЗ.

Для всех указанных дискриминаторов рассматриваются варианты без УЗ и с УЗ при  $\alpha^{RC}=0.1$ . Прочерк в таблице 2 означает, что (как будет показано ниже) для соответствующего

ских вариантов дискриминаторов ошибка недопустимо возрастает, поэтому такой вариант дискриминатора не следует применять.

Таблица 2

Модуль коэффициента передачи дискриминатора  $k_{d,0}^{DLL}$  КССЗ и НССЗ. В вариантах с УЗ использовали  $\alpha^{RC}=0.1$ .  
В вариантах с ограничителем  $z_{lim}=6$  м

		SNR, дБ.Гц:		Data-сигнал					Pilot-сигнал				
		50		34	22	18	14	50	34	22	18	14	
$T_c=5$ мс	КССЗ	Без ограничителя	Без УЗ	1.0	—	—	—	1.0	—	—	—	—	
			С УЗ	1.0	0.9	0.7	0.4	1.0	1.0	—	—	—	
		С ограничителем	Без УЗ	0.7	0.2	<0.1	<0.1	0.7	0.2	<0.1	—	—	
	С УЗ		0.7	0.2	0.1	<0.1	0.7	0.2	0.1	<0.1	—		
	Без ограничителя		Без УЗ	1.0	—	—	—	1.0	—	—	—		
	НССЗ	Без ограничителя	Без УЗ	0.9	0.4	0.2	—	0.9	0.4	0.2	—		
С УЗ			0.7	0.1	<0.1	—	0.7	0.1	<0.1	—			
С ограничителем		Без УЗ	0.7	0.1	<0.1	—	0.7	0.1	<0.1	—			
$T_c=20$ мс	КССЗ	Без ограничителя	Без УЗ	1.0	—	—	—	1.0	—	—	—		
			С УЗ	1.0	1.0	0.9	0.6	1.0	1.0	1.0	1.0		
		С ограничителем	Без УЗ	1.0	0.4	0.2	0.1	1.0	0.4	0.2	0.1		
	С УЗ		1.0	0.4	0.2	0.1	1.0	0.4	0.3	0.2			
	Без ограничителя		Без УЗ	1.0	1.0	—	—	1.0	1.0	—	—		
	НССЗ	Без ограничителя	Без УЗ	1.0	0.8	0.6	0.3	1.0	0.8	0.6	0.3		
С УЗ			1.0	0.4	0.2	<0.1	1.0	0.4	0.2	<0.1			
С ограничителем		Без УЗ	0.9	0.3	0.2	<0.1	0.9	0.3	0.2	<0.1			

Таблица 2 подтверждает сделанное выше утверждение, что при высоких SNR коэффициент передачи дискриминатора ССЗ остается единичным для всех рассмотренных вариантов дискриминаторов, а при очень низких SNR происходит снижение коэффициентов передачи дискриминаторов ССЗ, а следовательно, и шумовых полос соответствующих ССЗ – происходит «самоадаптация» полосы под SNR. Это явление проявляется сильнее для НССЗ, чем для КССЗ, и дополнительно усиливается при использовании ограничителя.

Сравнивая данные по  $k_{d,0}^{DLL}$  для случая  $T_c=5$  мс с данными для  $T_c=20$  мс, видим, что при  $T_c=20$  мс с уменьшением значения ЭП  $k_{d,0}^{DLL}$  снижается менее сильно, чем для  $T_c=5$  мс.

Как уже писали выше, это объясняется тем, что при  $T_c=20$  мс меньше ошибка снятия знака двоичного символа навигационной информации.

Были построены графики ЭДХ для различных вариантов ССЗ при  $T_c=5$  мс и  $T_c=20$  мс. Для иллюстрации на рисунках 2 и 3 представлены ЭДХ для КССЗ и НССЗ при  $T_c=5$  мс для следующих дискриминаторов:

- с УЗ ( $\alpha^{RC}=0.1$ ), но без ограничителя,
- с ограничителем ( $z_{lim}=6$  м), но без УЗ,
- с ограничителем ( $z_{lim}=6$  м) и с УЗ ( $\alpha^{RC}=0.1$ ).

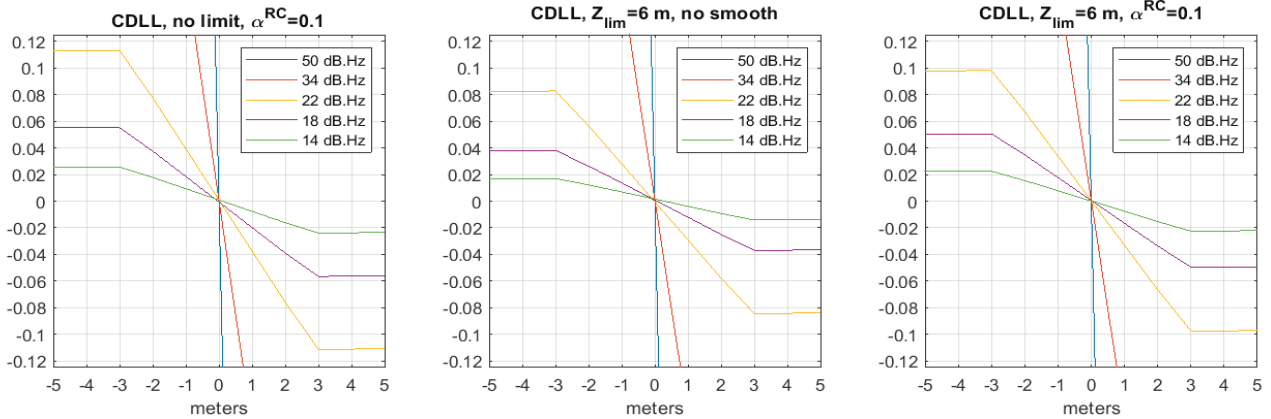


Рис. 2. ЭДХ для КССЗ.  $T_c=5$  мс: слева – только с УЗ ( $\alpha^{RC}=0.1$ ), в центре – только с ограничителем ( $z_{lim}=6$  м), справа – с ограничителем ( $z_{lim}=6$  м) и с УЗ ( $\alpha^{RC}=0.1$ )

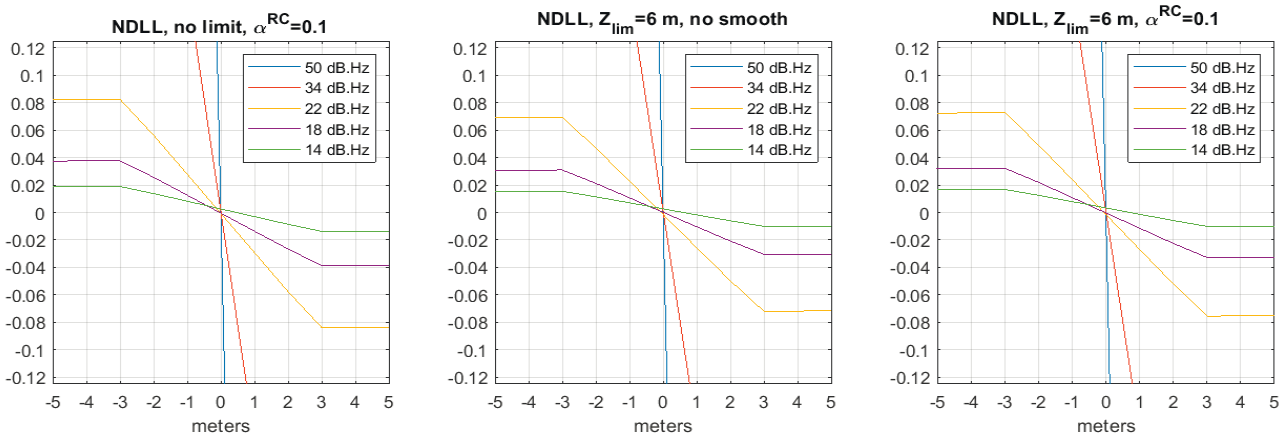


Рис. 3. ЭДХ для НССЗ.  $T_c=5$  мс: слева – только с УЗ ( $\alpha^{RC}=0.1$ ), в центре – только с ограничителем ( $z_{lim}=6$  м), справа – с ограничителем ( $z_{lim}=6$  м) и с УЗ ( $\alpha^{RC}=0.1$ )

Конкретизируем формулу (38) применительно к ССЗ. Согласно п. 14.4 в [4], дисперсия шумовой ошибки ССЗ  $\sigma_r^2$  и ЭФХ ССЗ  $N_e^{DLL}$  определяются следующими формулами:

$$\sigma_r^2 [c^2] = N_e^{DLL} \cdot B_L^{DLL}, \quad (41)$$

$$N_e^{DLL} [c^3] = \frac{\Delta \cdot \tau_0}{2(C/N_0)}. \quad (42)$$

Формулы (41) и (42) справедливы для *линейного* режима работы ССЗ. Напомним, что (42) непосредственно годится для **BPSK** сигналов (однако с помощью (42) можно получить формулы и для других видов модуляции).

Существенное значение имеет *коэффициент энергетических потерь*  $\kappa_n$  из-за *нелинейного* режима работы дискриминаторов, который мы будем определять, как отношение значения ЭФХ  $N_e^{model}$ , полученного по результатам имитационного моделирования, к расчетному (для линейного режима) значению ЭФХ  $N_e^{calc}$ :

$$\kappa_n [dB] = 10 \log_{10} \frac{N_e^{model}}{N_e^{calc}}. \quad (43)$$

В таблице 3 (для **BPSK** модуляции) приводятся сведения о коэффициентах энергетических потерь  $\kappa_n^{DLL}$ , рассчитанных по формуле (43). Прочерк в таблице означает, что коэффициент энергетических потерь  $\kappa_n^{DLL}$  недопустимо большой.

Наилучшая помехоустойчивость (наименьшее  $\kappa_n^{DLL}$ ) будут при  $T_c=20$  мс. УЗ существенно улучшает помехоустойчивость. Видим также, что помехоустойчивость КССЗ выше, чем НССЗ (при условии  $\phi_i^{PLL} \approx 0$ ).

Таблица 3

Коэффициенты энергетических потерь  $\kappa_n^{DLL}$  (дБ) из-за нелинейного режима работы дискриминаторов ССЗ. В вариантах с УЗ использовали  $\alpha^{RC}=0.1$ . В вариантах с ограничителем  $Z_{lim}=6$  м

		Data-сигнал				Pilot-сигнал					
		50	34	22	18	14	50	34	22	18	14
$T_c=5$ мс	КССЗ	Без ограничителя	0.6	—	—	—	0.2	0.2	—	—	—
		Без УЗ	0.0	1.0	3.0	6.1	0.0	0.2	—	—	—
		С УЗ	0.5	2.2	3.9	6.8	0.5	3.5	6.5	—	—
	НССЗ	Без ограничителя	0.4	2.2	4.0	6.9	0.4	1.4	1.6	2.0	—
		Без УЗ	1.1	—	—	—	0.4	—	—	—	—
		С УЗ	0.3	3.5	6.3	—	0.3	3.5	6.3	—	—
$T_c=20$ мс	КССЗ	Без ограничителя	0.6	4.6	7.7	—	0.6	4.6	7.8	—	—
		Без УЗ	0.1	—	—	—	0.0	—	—	—	—
		С УЗ	0.0	0.1	1.2	3.6	0.0	0.0	0.1	0.5	—
	НССЗ	Без ограничителя	0.1	1.1	2.4	4.7	0.1	1.2	2.4	4.8	—
		Без УЗ	0.0	1.1	2.4	4.7	0.0	1.0	1.3	1.5	—
		С УЗ	0.2	5.9	—	—	0.1	3.5	—	—	—
НССЗ	Без ограничителя	0.1	1.1	2.5	4.8	0.1	1.1	2.5	4.8	—	
	Без УЗ	0.2	2.1	3.9	6.6	0.1	1.9	3.7	6.3	—	
	С УЗ	0.1	1.7	3.3	6.0	0.1	1.7	3.3	6.0	—	

Минимальные значения  $\kappa_n^{DLL}$  достигаются в случае дискриминатора КССЗ при отсутствии ограничителя и наличии УЗ при  $T_c=20$  мс. Для такого дискриминатора значение  $\kappa_n^{DLL}$  невелико даже при SNR=14 дБ.Гц (3.6 дБ для data-сигнала и 0.5 дБ для pilot-сигнала).

Переход от  $T_c=20$  мс к  $T_c=5$  мс существенно увеличивает  $\kappa_n^{DLL}$  при низких ЭП. Малое значение  $\kappa_n^{DLL}$  для data-сигнала здесь удается получить только при SNR=22 дБ.Гц (при УЗ без ограничителя в КССЗ).

На основе анализа ЭДХ и ЭФХ исследованных дискриминаторов ССЗ можно сделать следующие выводы:

1. ЭДХ и ЭФХ когерентного дискриминатора ССЗ несколько лучше, чем некогерентного. Этого следовало ожидать, т.к. когерентный дискриминатор предназначен для работы при условии  $\phi_i^{PLL} \approx 0$  (напомним, что расчет ЭДХ и ЭФХ ССЗ проводился при  $\phi_i^{PLL} = 0$ ). Условие  $\phi_i^{PLL} \approx 0$  выполняется, в частности, в статике при высоких уровнях SNR, поэтому в таких условиях лучшие результаты будет показывать КССЗ, а не НССЗ.

При сильной динамике и/или при слабых сигналах условие  $\phi_i^{PLL} \approx 0$  не выполняется, и в таких условиях лучше использовать НССЗ (как будет показано в п.6).

2. Анализ ЭДХ и ЭФХ для  $T_c=20$  мс и  $T_c=5$  мс показал, что лучше использовать  $T_c=20$  мс для статических применений. Однако для динамических применений в автономной ССЗ  $T_c=5$  мс будет лучше чем  $T_c=20$  мс из-за меньшей динамической ошибки. В ведомой ССЗ динамика движения приемника и флуктуации кварца компенсируются с помощью ЦУ от ведущей ССН: в этом случае можно применять  $T_c=20$  мс для ССЗ, однако на практике для простоты предпочитают использовать одинаковое  $T_c$  и в ССЗ, и в ССН, при этом выбор величины  $T_c$  будет определяться ССН, а не ССЗ.

3. Модельные эксперименты показывают, что при высоких SNR (например, при SNR $\geq$ 40 дБ.Гц, т.е. при работе ГНСС приемника под открытым небом) УЗ практически не сказывается на статистических характеристиках дискриминаторов ССЗ.

При низких SNR $\leq$ 22 дБ.Гц следует использовать УЗ во избежание недопустимо большого ухудшения статистических характеристик дискриминатора ССЗ.

4. Использование ограничителя *вместо* УЗ также позволяет улучшить ЭДХ и ЭФХ по сравнению с отсутствием как УЗ, так и ограничителя. Однако совместное использование УЗ и ограничителя приводит к некоторому ухудшению (при слабых сигналах) ЭДХ и ЭФХ по сравнению со случаем использования только УЗ.

5. Как было сказано в п.2, при малых ЭП величина компоненты  $I$  (при отсутствии УЗ и ограничителя) может оказаться близкой к нулю, что приведет к выбросу в сигнале дискриминатора ССЗ. Для борьбы с этим используют УЗ, но в некоторых неблагоприятных условиях работы ССЗ возможны редкие выбросы в сигнале дискриминатора и при таком подходе. Дополнительные эксперименты показали (данные не приводим), что для гарантированного отсутствия выбросов имеет смысл применять *совместно* и УЗ, и огра-

ничитель (несмотря на некоторое ухудшение ЭДХ и ЭФХ таких дискриминаторов по сравнению с дискриминаторами, где используют только УЗ).

Поясним использование статистических характеристик дискриминатора ССЗ для оценки ошибок слежения за задержкой в ССЗ. Сделаем это на примере дискриминатора ССЗ с ограничителем ( $z_{lim}=6$  м) и с УЗ (при  $\alpha^{RC}=0.1$ ) при  $T_c=5$  мс для pilot-сигналов. Для этого рассмотрим работу связи ФАП-Э, 2/2 и КССЗ 1го порядка с заданной эквивалентной шумовой полосой  $B_{L,0}^{DLL}=1$  Гц.

Расчетное значение СКО ошибки слежения за задержкой (в [м]) определяется следующей формулой (с учетом (41)-(42)):

$$\sigma_{\tau,calc} [M] = c \cdot \sqrt{\frac{\kappa_n^{DLL} \cdot \Delta \cdot \tau_0 \cdot (k_{d,0}^{DLL} \cdot B_{L,0}^{DLL})}{2(C/N_0)}} \quad (44)$$

При расчете и при моделировании использовали значение  $\Delta=9.775 \cdot 10^{-7}$  с (для сигналов GPS L1),  $\tau_0=\Delta/50$ . Формула (44) получена для ССЗ 1го порядка, для которой при уменьшении SNR полоса будет изменяться пропорционально коэффициенту передачи дискриминатора, т.е.  $B_L^{DLL} = k_{d,0}^{DLL} \cdot B_{L,0}^{DLL}$ .

В таблице 4 (для **BPSK** модуляции) приводятся значения СКО ошибки слежения за задержкой, полученные с помощью имитационного моделирования, а также отношение этих значений к расчетным, полученным по формуле (44). Проверили с помощью дополнительного моделирования, что результаты для ведомой и для независимой ССЗ получаются близкими друг к другу.

Таблица 4

СКО ошибки слежения за задержкой в КССЗ, 1/1 с ограничителем ( $z_{lim}=6$  м) и с УЗ (при  $\alpha^{RC}=0.1$ ), работающей в связке с ФАП-Э, 2/2 (с УЗ при  $\alpha^{RC}=0.1$ ) при  $T_c=5$  мс для pilot-сигналов

SNR, дБ.Гц	$\sigma_{\tau,model}$ [м]	$\frac{\sigma_{\tau,model}}{\sigma_{\tau,calc}}$
50	0.0933	1.01
34	0.510	1.00
22	1.24	1.01
18	1.74	1.08
14	2.58	1.23

Из таблицы 4 видно, что вплоть до  $SNR \geq 18$  дБ.Гц система работает в линейном режиме, поэтому имеем хорошее соответствие между результатами моделирования и расчетом (строго говоря, следует писать не о линейном, а о квазилинейном режиме работы системы). При низких ЭП ( $SNR = 14$  дБ.Гц) усиливаются нелинейные свойства системы, которые приводят к увеличению СКО ошибки слежения по сравнению с расчетом для линейного режима.

Исследуем переходную характеристику ССЗ, т.е. зависимость сигнала ошибки ССЗ при скачкообразном изменении входной задержки.

На рисунке 4 приводятся графики МО сигнала ошибки слежения за задержкой в ССЗ (в связке ФАП-Э, 2/2 с УЗ при

$\alpha^{RC}=0.1$  и ведомой КССЗ, 1/1 с ограничителем,  $z_{lim}=6$  м, и с УЗ при  $\alpha^{RC}=0.1$  при  $T_c=5$  мс для pilot-сигналов) при подаче скачка входной задержки на 3 м. График на рисунке 4 показывает, что во сколько раз уменьшается коэффициент передачи дискриминатора ССЗ  $k_{d,0}^{DLL}$  (а следовательно, и полоса ССЗ), приблизительно во столько же раз увеличивается длительность переходного процесса после скачка входной задержки (что свидетельствует о линейном режиме работы системы).

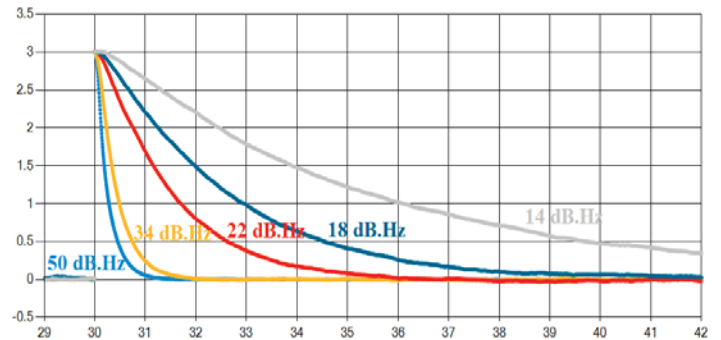


Рис. 4. МО ошибок слежения за задержкой [м] ( $T_c=5$  мс, pilot, ФАП-Э, 2/2 с УЗ ( $\alpha^{RC}=0.1$ ) + ведомая КССЗ, 1/1, с ограничителем ( $z_{lim}=6$  м) и УЗ ( $\alpha^{RC}=0.1$ )). По оси абсцисс – время эксперимента в [с]. Объем статистики:  $10^4$  прогонов

Выше мы рассмотрели статистические характеристики дискриминаторов ССЗ для **BPSK** сигналов. Теперь покажем, как меняются эти статистические характеристики для **ВОС**( $m, 1$ ) сигналов для случая, когда (как и выше) используется тот же узкий строб длительностью  $\tau_0$  на всех переходах **ВОС**-сигнала. Эти изменения вызваны увеличением в  $K$  раз числа переходов в **ВОС**( $m, 1$ ) сигнале по сравнению с **BPSK** сигналом (при одинаковой тактовой частоте  $f_{clock}$ ), где

$$K = (4m - 1). \quad (45)$$

Во столько же раз увеличится ДХ и  $k_{d,0}$  дискриминатора ССЗ для **ВОС**( $m, 1$ ) по сравнению с **BPSK**. При этом дисперсия сигнала на выходе дискриминатора ССЗ не изменится, а следовательно, не изменится и его ФХ. В результате все приведенные выше формулы для ССЗ останутся в силе, если в них тактовую частоту  $f_{clock}$  заменить на эквивалентную тактовую частоту:

$$f_{clock}^{eq} = K \cdot f_{clock}. \quad (46)$$

Примеры. Для **ВОС**(1, 1) имеем  $K=3$ , для **ВОС**(6, 1) имеем  $K=23$ .

ЭФХ ССЗ для **ВОС**( $m, 1$ ) будет равна:

$$N_e^{DLL, \text{ВОС}(m,1)} [c^3] = \frac{1}{K} N_e^{DLL, \text{BPSK}}. \quad (47)$$

Следовательно, дисперсия шумовой ошибки слежения ССЗ в случае **ВОС**( $m, 1$ ) уменьшится в  $K$  раз по сравнению с **BPSK**, если в обоих случаях использовать одинаковую полосу ССЗ.

### 5.3. Дискриминаторы ФАП

На рисунке 5 изображены ДХ дискриминатора ФАП с УЗ (3\*) для случаев  $T_c=5$  мс и  $T_c=20$  мс. На этом рисунке можно видеть, что происходит уменьшение  $k_{d,0}^{PLL}$  при низких SNR, что, в свою очередь, приводит (как уже отмечали) к сужению шумовой полосы  $B_L^{PLL}$ , а, следовательно, к уменьшению шумовых ошибок слежения, но также и к увеличению динамических ошибок. Сравнивая графики для  $T_c=5$  мс и 20 мс, видим, что уменьшение  $k_{d,0}^{PLL}$  сильнее проявляется при  $T_c=5$  мс, что объясняется той же причиной, что и для ССЗ, а именно: при  $T_c=20$  мс ошибка в снятии знака двоичного символа меньше, чем при  $T_c=5$  мс.

Анализ графиков ЭДХ для data-сигналов (графики не приводим) для  $T_c=5$  мс и 20 мс показал, что ЭДХ для случая  $T_c=20$  мс для всех рассмотренных SNR лучше, чем для случая  $T_c=5$  мс. Однако, как указано в п.5.1, отсюда не следует однозначный вывод, что в статике или при слабой динамике пороговые значения  $SNR_{thr}$  будут лучше (меньше) для случая  $T_c=20$  мс по сравнению со случаем  $T_c=5$  мс. В п.6 подтверждено, что в некоторых случаях, действительно, пороговые ЭП уменьшаются, а в некоторых – увеличиваются.

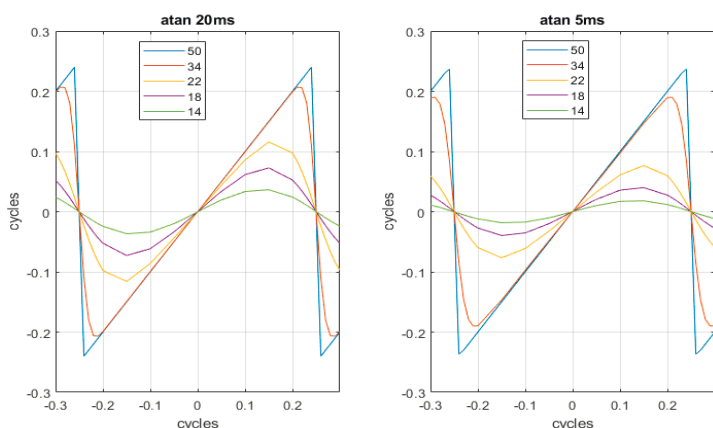


Рис. 5. ДХ дискриминатора ФАП для  $T_c=5$  мс и  $T_c=20$  мс (data-сигнал)

Для систем ФАП ЭФХ  $N_e^{PLL}$  рассчитывается по формуле (8.1) в [4], если в ней положить коэффициент энергетических потерь  $\kappa_{PLL}=1$ :

$$N_e^{PLL} \langle \text{рад}^2 / \text{Гц} \rangle = \frac{1}{(C/N_0)}. \quad (48)$$

В таблице 5 приводятся значения коэффициентов передачи дискриминаторов ФАП  $k_{d,0}^{PLL}$ , а в таблице 6 – коэффициенты энергетических потерь  $\kappa_n^{PLL}$ , рассчитанных по формуле (43). Прочерк в этих таблицах означает, что коэффициент энергетических потерь  $\kappa_n^{PLL}$  недопустимо большой.

Таблица 5

Коэффициент передачи дискриминатора ФАП  $k_{d,0}^{PLL}$ .

В вариантах с УЗ использовали  $\alpha^{RC}=0.1$

		Data-сигнал					Pilot-сигнал				
SNR, дБ.Гц:		50	34	22	18	14	50	34	22	18	14
$T_c=5$ мс	Без УЗ	1.0	1.0	0.5	—	—	1.0	1.0	0.9	0.7	0.5
	С УЗ			0.6	0.4	—			0.7	0.6	0.4
$T_c=20$ мс	Без УЗ			0.9	0.6	—			1.0	0.9	0.8
	С УЗ			0.9	0.6	0.3			0.9	0.8	0.7

Таблица 6

Коэффициенты энергетических потерь  $\kappa_n^{PLL}$  (дБ)

из-за нелинейного режима работы дискриминаторов ФАП.

В вариантах с УЗ использовали  $\alpha^{RC}=0.1$

		Data-сигнал					Pilot-сигнал						
SNR, дБ.Гц:		50	34	22	18	14	50	34	22	18	14		
$T_c=5$ мс	Без УЗ	0.0	0.0	0.2	6.1	—	0.0	0.0	0.2	2.9	3.3	3.5	
	С УЗ			0.0	1.6	4.3			—	0.0	0.1	0.4	0.9
$T_c=20$ мс	Без УЗ			0.0	1.6	4.5			—	0.0	1.2	2.5	3.1
	С УЗ			0.0	0.4	2.2			5.3	0.0	0.0	0.0	0.2

Таблицы 5 и 6 позволяют сделать следующие выводы:

1. Энергетические потери  $\kappa_n^{PLL}$  практически отсутствуют при высоких SNR во всех рассматриваемых случаях (для data- и pilot-сигналов; с и без УЗ; при  $T_c=5$  и 20 мс).
2. Чем меньше SNR, тем большее влияние на снижение энергетических потерь оказывает УЗ, а также переход от  $T_c=5$  мс к  $T_c=20$  мс. Однако такой переход допустим лишь для статических применений, так как он сопровождается увеличением динамических ошибок.
3. Для pilot-сигнала удается обеспечить очень малые энергетические потери  $\kappa_n^{PLL}$  даже при SNR=14 дБ.Гц (в случае  $T_c=20$  мс и УЗ), тогда как для data-сигнала это возможно только при 22 дБ.Гц.

### 5.4. Дискриминаторы ЧАП

Существенной особенностью многих систем ЧАП по сравнению с системами ФАП и ССЗ является то, что в этих системах ЧАП спектральная плотность сигнала на выходе их ЧД неравномерна (см., например, пунктирную кривую на рисунке 7.1 в [10]), т.к. сигналы на выходе их ЧД не являются независимыми, в отличие от сигналов на выходе дискриминаторов ФАП и ССЗ. Проверили (данные не приводим), что ЧД (6), (7), (6\*) и (7\*) при высоких ЭП также имеют существенно неравномерную спектральную плотность сигнала на их выходе.

Это обстоятельство приводит к существенному изменению флуктуационных расчетов для таких ЧАП (с неравномерной спектральной плотностью сигнала на выходе их ЧД) по сравнению с ФАП и ССЗ, но не сказывается на динамических расчетах.

Отметим, что для некоторых ЧД спектр сигнала равномерен или почти равномерен (например, см. сплошные линии на рисунке 7.1 в [10], а также ЧД (6) и (7) при низких ЭП – данные не приводим). Для ЧАП с такими ЧД флуктуа-



ционные расчеты можно проводить по той же методике, которую мы используем для ФАП и ССЗ.

Во всех случаях представляет интерес ДХ ЧД, т.к. эти ДХ определяют динамические свойства ЧАП (т.е. реакцию на динамические воздействия).

На рисунке 6 приведены ДХ дискриминаторов ЧАП на базе узкого арктангенса (6\*) и DDCP-norm (7\*).

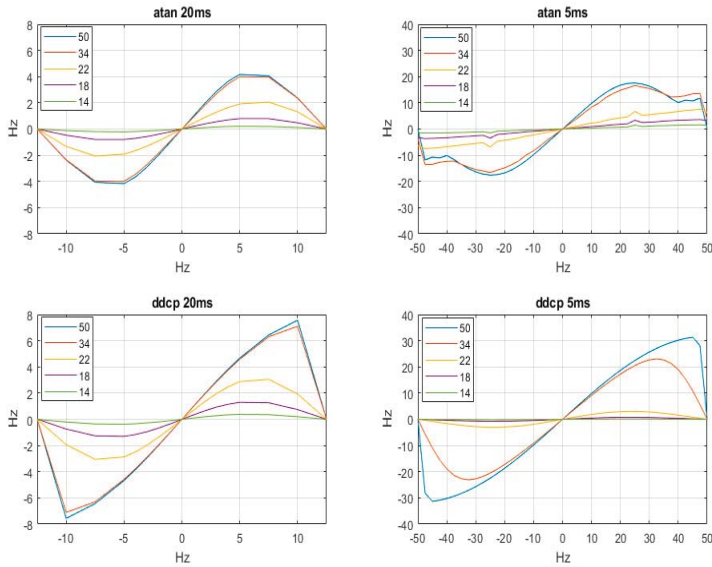


Рис. 6. ДХ дискриминаторов ЧАП на базе узкого арктангенса (6\*) и DDCP-norm (7\*)

Значения коэффициентов  $k_{d,0}^{PLL}$  для двух рассматриваемых дискриминаторов ЧАП приведены в таблице 7.

Таблица 7

Коэффициент передачи дискриминатора ЧАП  $k_{d,0}^{PLL}$

SNR, дБ.Гц:		Data-сигнал				
		50	34	22	18	14
$T_c=5$ мс	atan	1.0	0.8	0.2	<0.1	<0.1
	DDCP		0.9	0.2	<0.1	
$T_c=20$ мс	atan		0.9	0.4	0.2	
	DDCP		1.0	0.7	0.3	

Из-за отмеченных выше особенностей ЧД исследование систем ЧАП мы будем проводить только с помощью имитационного моделирования, см. п.6.

В следующем разделе будем исследовать работу замкнутых петель слежения в связке ССН и ССЗ.

## 6. Зависимость ошибок оценки фазы, частоты и задержки от SNR

С помощью расчетно-имитационного моделирования найдены пороговые ЭП для высокоточного фазового и низкоточного кодового режимов работы приемников ГНСС для слабой и сильной динамики при использовании различных ССН и ССЗ как для data-сигналов, так и для pilot-сигналов. Оценен выигрыш в пороговом ЭП при переходе от data-сигналов к pilot-сигналам для короткого ( $T_c=5$  мс) и длинного ( $T_c=20$  мс) периодов регулирования.

Ошибки оценки фазы, частоты и задержки определяются ошибками слежения за фазой и эквивалентной частотой NCO в ФАП, за частотой в ЧАП, за задержкой в ССЗ.

Опишем процедуру эксперимента. Задается высокое значение SNR, при котором системы синхронизации корректно входят в синхронизм. Далее SNR будем плавно понижать с постоянной скоростью до срыва синхронизма всех систем синхронизации (при моделировании SNR линейно уменьшался на 1 дБ каждые 30 секунд).

Введем 2 типа динамических воздействий – движение автомобиля (с ГНСС приемником) по кругу со следующими параметрами:

– «Слабая» динамика –  $V = 60$  км/ч,  $R = 141.72$  м (чему соответствует:  $a = 0.2g$ ,  $f_{\text{дин}} = 0.018$  Гц);

– «Сильная» динамика –  $V = 60$  км/ч,  $R = 28.34$  м ( $a = g$ ,  $f_{\text{дин}} = 0.09$  Гц);

где  $V$  – величина скорости автомобиля, движущегося по окружности с радиусом  $R$ , при этом автомобиль будет двигаться с центростремительным ускорением  $a$ , совершая обороты с частотой  $f_{\text{дин}}$ . Так как фаза входного сигнала меняется при этом по гармоническому закону, то будем говорить о гармоническом входном воздействии.

Для снятия статистических характеристик делали 1000 прогонов модельных экспериментов. Во всех прогонах использовали различные шумовые реализации и устанавливали случайные (равномерно распределенные) начальные фазы гармонического входного воздействия. В каждом прогоне на начальном участке амплитуда гармонического воздействия плавно нарастала до достижения целевого значения  $R$ . Статистику собирали без учета этого начального участка.

Проверили с помощью моделирования, что пороговые потенциалы при «слабой» динамике практически совпадают с таковыми в статике и при равномерном прямолинейном движении приемника.

Отметим, что при работе систем ФАП и ССЗ в линейном режиме ошибки слежения этих систем могут быть рассчитаны по следующим формулам. Для ССЗ на основе (41)-(42) имеем:

$$\sigma_{\tau, DLL} [M] = c \cdot \sqrt{\frac{B_L^{DLL} \cdot \Delta \cdot \tau_0}{2(C/N_0)}} \quad (49)$$

Для ФАП на основе (38) и (48) имеем:

$$\sigma_{\phi, PLL} [M] = \frac{c}{2\pi \cdot f_0} \sqrt{\frac{B_L^{PLL}}{(C/N_0)}} \quad (50)$$

В (49) и (50) величина  $c$  – скорость света;  $f_0$  – частота несущей сигнала (для GPS L1 C/A  $f_0=1575.42 \cdot 10^6$  Гц). В экспериментах ниже при моделировании использовали  $\tau_0[c] = \Delta/50$ .

### 6.1. Сравнение свойств ФАП и ЧАП при одинаковых значениях шумовых полос и порядков астатизма

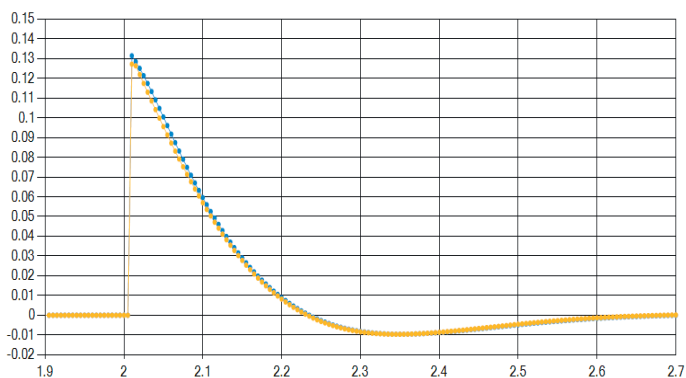
Из физических соображений предполагаем, что при одинаковых значениях шумовых полос и порядков астатизма в квазилинейном квазинепрерывном режиме работы свойства систем ФАП и ЧАП будут близкими в смысле ошибок слежения за эквивалентной частотой NCO (однако, повторим,

ФАП отслеживает фазу входного сигнала, а ЧАП – не отслеживает). Условием квазилинейного режима является малость ошибок слежения, а условием квазинепрерывного – выполнение условия:

$$T_c \cdot B_L \ll 1. \quad (51)$$

Для проверки этого предположения провели ряд экспериментов.

**Эксперимент 1.** Изменение эквивалентной частоты NCO при скачке фазы входного сигнала. На рисунке 7 приводятся графики эквивалентной частоты NCO в системах ФАП-Э, 5/2 и ЧАП, 5/2 с ЧД (6\*), работающих в связке с ведомой НССЗ, 1/1 при  $T_c=5$  мс (в ССН и в ССЗ использовали УЗ с  $\alpha^{RC}=0.1$ ) для data-сигнала, без шумов. Видим, что характер переходных процессов очень близок в ФАП и в ЧАП.



**Рис. 7.** Графики эквивалентных частот NCO [м/с] в ФАП-Э, 5/2 (синий) и в ЧАП-Э, 5/2 (желтый), обе ССН в связке с ведомой НССЗ, 1/1,  $T_c=5$  мс, без шумов, data-сигнал, с УЗ при  $\alpha^{RC}=0.1$  (в ССН и в ССЗ). Скачок фазы входного сигнала на 1 см в момент  $t=2$  с

**Эксперимент 2.** Исследовали флуктуации эквивалентной частоты NCO (скорости) в статике для тех же связок, что и в эксперименте 1. Данные об  $RMS = \sqrt{MO^2 + CKO^2}$  флуктуации эквивалентной частотой NCO приводятся в таблице 8.

Таблица 8

RMS флуктуации эквивалентной частоты NCO [м/с]  
(по одному прогону длительностью 4000 сек).  
Data-сигнал, статика, ССН в связке с ведомой НССЗ, 1/1  
(с УЗ при  $\alpha^{RC}=0.1$  в ССН и в ССЗ)

SNR, дБ.Гц	$T_c=20$ мс		$T_c=5$ мс	
	ФАП-Э, 5/2	ЧАП-Э, 5/2	ФАП-Э, 5/2	ЧАП-Э, 5/2
54	0.0048	0.0043	0.0084	0.0082
50	0.0077	0.0068	0.013	0.013
46	0.012	0.011	0.021	0.021
42	0.019	0.017	0.033	0.035
38	0.030	0.028	0.052	0.062
34	0.048	0.044	0.082	0.13
30	0.075	0.078	0.12	0.32
26	0.12	срыв	0.18	1.13
22	0.17		0.25	срыв
18	0.26		0.33	
14	срыв		срыв	

Видим, что при высоких ЭП (в линейном режиме) шумовые ошибки в ФАП и в ЧАП близки друг к другу, а при низких ЭП (в нелинейном режиме) начинают существенно отличаться друг от друга.

**Эксперимент 3.** Исследовали динамическую ошибку слежения за частотой входного сигнала при «слабой» динамике без шумов для тех же связок ССН+ССЗ (при  $T_c=5$  мс), что и в эксперименте 1. Убедились, что графики ошибки слежения за частотой входного сигнала в обеих связках совпали (графики не приводим).

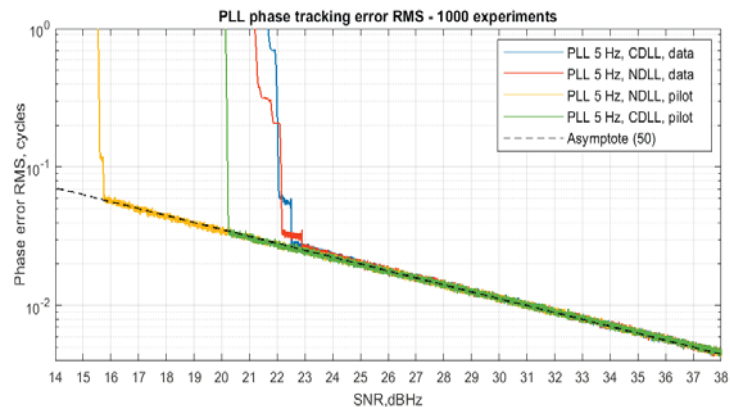
**Эксперимент 4.** Повторили эксперимент 3 для «сильной» динамики (без шумов). Напомним, что в обеих связках исследовали ССН 2го порядка астатизма. Эксперимент показал, что связка ЧАП+НССЗ хорошо отслеживает частоту входного сигнала, в то время как связка ФАП+НССЗ срывается. Следовательно, динамические свойства ЧАП при сигнале без шумов (и при высоких ЭП) лучше, чем ФАП.

**Эксперимент 5.** Повторили эксперимент 4 для 3го порядка астатизма ССН в обеих связках, обе системы практически одинаково хорошо отслеживали частоту входного сигнала.

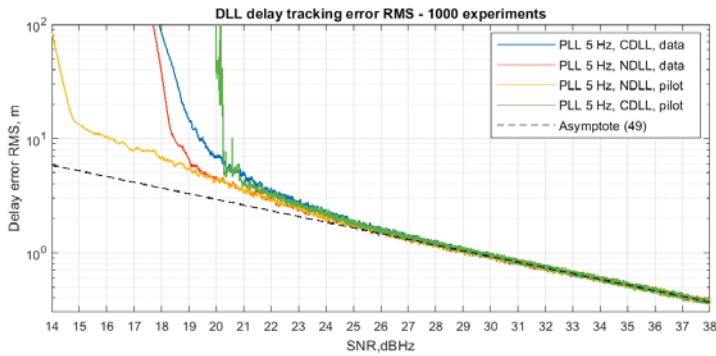
### 6.2. Поиск порогового потенциала ССН при «слабой» динамике для data- и pilot-сигналов

Начнем с исследования связки ФАП+ССЗ.

На рисунках 8-9 приводятся, соответственно, графики RMS ошибок слежения за фазой и задержкой при использовании связок ФАП+ССЗ. В качестве систем ФАП использовали системы ФАП-Э, 5/3 ( $T_c=5$  мс), а в качестве ССЗ – ведомые КССЗ, 1/1 и НССЗ, 1/1 (во всех системах ФАП и ССЗ использовали  $\alpha^{RC}=0.1$ ). Напомним, что при data-сигнале используется ФД (3\*), а при pilot-сигнала – ФД (35\*). Отметим, проведенные эксперименты показали, что в линейном режиме  $MO \ll CKO$ , поэтому  $RMS = \sqrt{MO^2 + CKO^2} \approx CKO$ . На графиках на рисунках 8 и 9 приводятся (пунктиром) асимптоты, построенные согласно формулам (49) и (50), в виде прямых линий (в используемом представлении графиков).



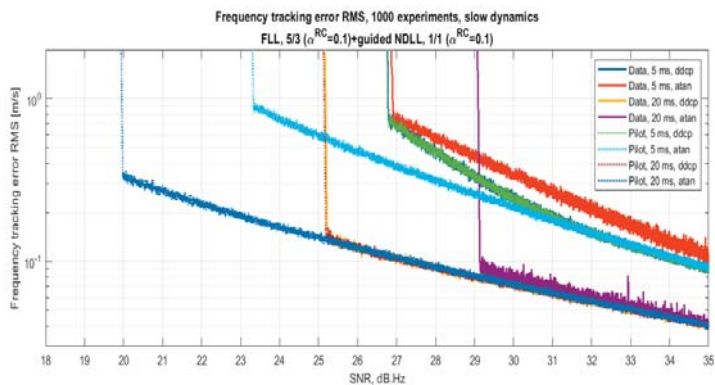
**Рис. 8.** RMS ошибки слежения по фазе различных связок ФАП и ССЗ при «слабой» динамике в зависимости от SNR. Использовали ФАП-Э, 5/3 + ведомую ССЗ, 1/1,  $T_c=5$  мс, УЗ при  $\alpha^{RC}=0.1$  и в ФАП, и в ССЗ. Data- и pilot-сигналы



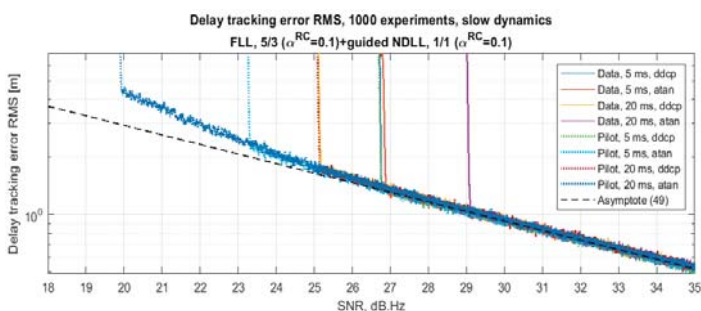
**Рис. 9.** RMS ошибки слежения по задержке различных связок ФАП и ССЗ при «слабой» динамике в зависимости от SNR. Использовали ФАП-Э, 25/3 и 5/3 + ведомую ССЗ, 1/1,  $T_c=5$  мс, УЗ при  $\alpha^{RC}=0.1$  и в ФАП, и в ССЗ. Data- и pilot-сигналы

Перейдем к связкам ЧАП+ССЗ.

Напомним, что системы ЧАП не отслеживают фазу входного сигнала, поэтому (в отличие от ФАП) на рисунках 10-11 приводятся графики ошибок слежения по частоте и по задержке, но не по фазе. Графики на рисунках 10-11 выполнены для связок ЧАП, 5/3 с ЧД (6\*) и (7\*) + ведомая НССЗ, 1/1, УЗ при  $\alpha^{RC}=0.1$  и в ЧАП, и в ССЗ для случаев  $T_c=5$  мс и 20 мс, как для data-, так и для pilot-сигналов.



**Рис. 10.** RMS ошибки слежения по частоте различных связок ЧАП+ССЗ при «слабой» динамике в зависимости от SNR для data- и pilot-сигналов. Использовали ЧАП, 5/3 + ведомая НССЗ, 1/1, УЗ при  $\alpha^{RC}=0.1$  и в ЧАП, и в ССЗ; ЧД: atan – (6\*), ddcp – (7\*);  $T_c=5$  мс и 20 мс



**Рис. 11.** RMS ошибки слежения по задержке различных связок ЧАП+ССЗ при «слабой» динамике в зависимости от SNR для data- и pilot-сигналов. Использовали ЧАП, 5/3 + ведомая НССЗ, 1/1, УЗ при  $\alpha^{RC}=0.1$  и в ЧАП, и в ССЗ; ЧД: atan – (6\*), ddcp – (7\*);  $T_c=5$  мс и 20 мс

В таблице 9 приведены пороговые значения  $SNR_{thr}$  по фазе, частоте и задержке. Основным критерием определения  $SNR_{thr}$  будем считать значение SNR, соответствующее резкому изменению характера графика RMS ошибки слежения (из-за перехода в нелинейный режим работы и/или срыва синхронизма).

Таблица 9

Пороговые  $SNR_{thr}$  по измерению фазы, скорости и кодовой задержки при «слабой» динамике. Использовали связки ФАП-Э, 5/3 или ЧАП, 5/3 + ведомая ССЗ, 1/1, УЗ при  $\alpha^{RC}=0.1$  и в ССН, и в ССЗ. (ЧД «atan2» и «СР» описаны в конце п.4)

$T_c$ , мс	ССН	ССЗ	Data-сигнал		Pilot-сигнал		
			по фазе	по эквив. частоте NCO и задержке	по фазе	по эквив. частоте NCO и задержке	
5	ФАП	К	<b>22.2</b>	<b>20.5</b>	20.3	20.2	
		Н	<b>23.2</b>	<b>19.2</b>	15.8	14.8	
	ЧАП с ЧД (6*)	Н	—	26.9	—	23.3	
		ЧАП с ЧД (7*)	Н	—	26.8	—	26.8
			ЧАП с ЧД atan2	Н	—	26.7	—
		ЧАП с ЧД СР	Н	—	26.2	—	21.1
20	ФАП	К	<b>23.3</b>	<b>20.6</b>	<b>23.4</b>	<b>21.0</b>	
		Н	21.9	21.2	22.4	21.7	
	ЧАП с ЧД (6*)	Н	—	29.2	—	20.0	
		ЧАП с ЧД (7*)	Н	—	25.2	—	25.2
	ЧАП с ЧД atan2		Н	—	27.7	—	20.0
	ЧАП с ЧД СР	Н	—	26.8	—	19.2	

Из таблицы 9 можно сделать следующие выводы о связках ФАП и ЧАП с ССЗ (при одинаковых параметрах следящих систем) при «слабой» динамике.

Таблица 9 показывает, что порог по фазе в связке ФАП+ССЗ всегда выше, чем порог по задержке, т.е. существует межпороговая область, в которой пройден порог по фазе, но не достигнут порог по задержке. Подробнее об этом явлении см. п.6.4 ниже. В таблице 9 жирным шрифтом выделены значения порогов в тех случаях, когда межпороговая область относительно велика (более 1 дБ).

Данные таблицы 9 показывают, что для data-сигналов связка ЧАП+ССЗ хуже связки ФАП+ССЗ по порогам слежения за задержкой.

Для pilot-сигналов наименьший порог при слежении за задержкой среди связок ЧАП+ССЗ оказался у системы ЧАП с ЧД (6\*) при  $T_c=20$  мс, однако среди всех рассмотренных систем лучшей оказалась связка ФАП+НССЗ с  $T_c=5$  мс.

Отметим, что в связках ЧАП с ЧД (7\*) + НССЗ пороговые ЭП одинаковы для data- и pilot-сигналов. А для связки ФАП+ССЗ при  $T_c=5$  мс пороги слежения за фазой и за задержкой уменьшаются при переходе от слежения за data-сигналами к слежению за pilot-сигналами (особенно это заметно для связки ФАП+НССЗ).

Однако, более корректно сравнивать пороговые свойства связок с ФАП и с ЧАП не при одинаковых параметрах, а для

связок с предварительно подобранными оптимальными параметрами (отдельно для каждого типа следящей системы). В первом приближении авторы проделали эту работу (данные не приводим) и в этой уточненной постановке задачи получили, что по пороговым ЭП лучшей оказалась связка ФАП+ССЗ, а не ЧАП+ССЗ.

### 6.3. Зависимость порогового потенциала от типа динамики («слабой» и «сильной»)

В начале п.6 были выбраны два вида динамики: «слабая» и «сильная». Были проведены дополнительные модельные эксперименты (данные не приводим) по подбору параметров систем синхронизации, пригодных для использования при «сильной» динамике, но в то же время позволяющих получить достаточно низкие пороговые ЭП при «слабой» динамике.

В качестве ССН рекомендуем использовать ФАП третьего порядка с  $T_c=5$  мс с полосой  $B_L^{PLL}=10$  Гц, с дискриминатором на основе узкого арктангенса с УЗ (при  $\alpha^{RC}=0.1$ ). В качестве ССЗ рекомендуем использовать ведомую некогерентную ССЗ первого порядка с  $B_L^{DLL}=1$  Гц с УЗ (при  $\alpha^{RC}=0.1$ ). Именно для связки с указанными параметрами и проводили исследования зависимости порогового потенциала от типа динамики («слабой» и «сильной»).

Графики RMS ошибок слежения за фазой и за кодовой задержкой при «сильной» и «слабой» динамике показаны на рисунках 12-13.

Проведенные эксперименты показали, что с расширением полосы ССН (при переходе от ФАП-Э, 5/3 из п.6.2 к ФАП-Э, 10/3) несколько ухудшились пороговые ЭП по слежению за задержкой (на 1.3 дБ) и по фазе (на 1.9 дБ).

На рисунке 12 видим, что при высоких ЭП график RMS, построенный для «слабой» динамики, соответствует проведенной асимптотической линии для СКО, т.к. в этом случае динамическая ошибка практически отсутствует. В то же время график RMS, построенный для «сильной» динамики, содержит помимо шумовой составляющей и динамическую ошибку, поэтому имеет другой наклон по сравнению с проведенной асимптотой. Если продолжить построение графика RMS для сильной динамики при дальнейшем увеличении SNR, то увидим, что этот график выйдет на некоторый горизонтальный уровень, соответствующей только динамической ошибке (не зависящей от SNR). Дополнительные эксперименты это подтвердили (графики не приводим).

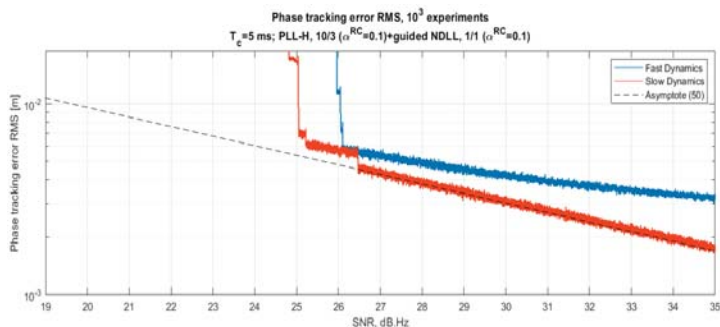


Рис. 12. RMS ошибки слежения по фазе для разных типов динамики

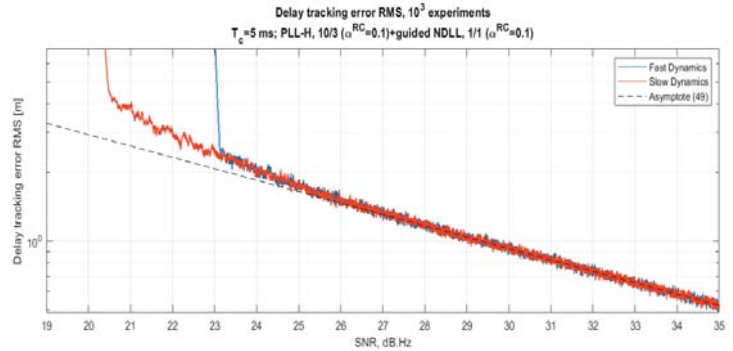


Рис. 13. RMS ошибки слежения по задержке для разных типов динамики

В таблице 10 приведены пороговые ЭП для «слабой» и «сильной» динамики.

Таблица 10

Пороговые  $SNR_{thr}$  для когерентной (фазовой) обработки и для некогерентной (кодовой) обработки при разной динамике. Использовали ФАП-Э, 10/3 + ведомую НССЗ, 1/1,  $T_c=5$  мс, УЗ при  $\alpha^{RC}=0.1$  и в ФАП, и в ССЗ

Динамика	Пороговые $SNR_{thr}$ , дБ.Гц			
	Data-сигнал		Pilot-сигнал	
	фазовой обработки	кодовой обработки	фазовой обработки	кодовой обработки
слабая	25.1	20.5	19.4	18.8
сильная	26.1	23.1	19.9	19.5

### 6.4. Особенности работы следящих систем в районе пороговых SNR

#### Синхронизация data-сигналов

На рисунках 14-16 показаны результаты моделирования (одиночных экспериментов) работы связки ССН и ССЗ (ФАП-Э, 10/3,  $T_c=5$  мс; ведомая НССЗ без ограничителя, 1/1;  $\alpha^{RC}=0.1$  в дискриминаторах ФАП и ССЗ) при различных значениях SNR. Методика экспериментов была следующей: моделировалась работа неподвижного приемника; первые 10 секунд  $SNR=50$  дБ.Гц, а начиная с 10ой секунды SNR скачком менялся до исследуемого уровня, указанного в подписях к рисункам.

Отметим качественное различие в характере графиков ошибок слежения за фазой (в ФАП) и за кодом (в ССЗ) в трех областях значений SNR.

В *допороговой* области (см. рис. 14) ошибки слежения за фазой составляют сотые доли цикла (миллиметры – единицы сантиметров), и при этом (главное!) практически не наблюдаются перескоки фазы (англ. cycle slips – CS); ошибки слежения за кодом составляют дециметры – единицы метров. Ошибки слежения за фазой и за кодом практически не коррелированы друг с другом.

В *межпороговой* области (см. рис. 15) наблюдаются CS на целое число полуциклов; ошибки слежения за кодом – метры. Корреляция между этими ошибками – очень слабая.

В *запороговой* области (см. рис. 16) происходит полный срыв слежения за фазой; через ЦУ от ФАП к ССЗ это приводит и к срыву ведомой ССЗ. Ошибки слежения и по фазе, и

по коду достигают десятков метров, причем при срыве синхронизма наблюдается сильная взаимная корреляция ошибок слежения по фазе и по коду.

Для *pilot-сигналов* существуют те же три области со сходным характером поведения графиков сигналов ошибок слежения за фазой несущей и за задержкой кода, но только пороговые значения SNR, отделяющие эти области друг от друга, меньше, чем при data-сигналах. Кроме того, CS в межпороговой области для *pilot-сигналов* кратны целому числу циклов (а не полцелому, как для data-сигналов).

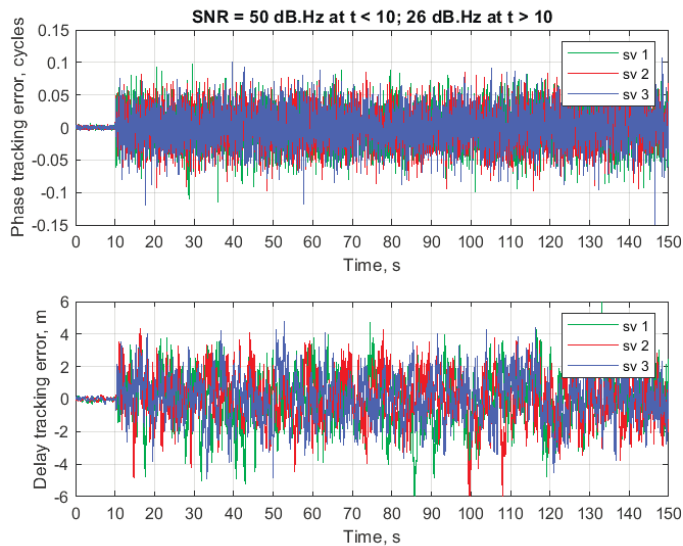


Рис. 14. Ошибки слежения за фазой (сверху) и за задержкой (снизу) в допороговой области (SNR = 26 дБ.Гц)

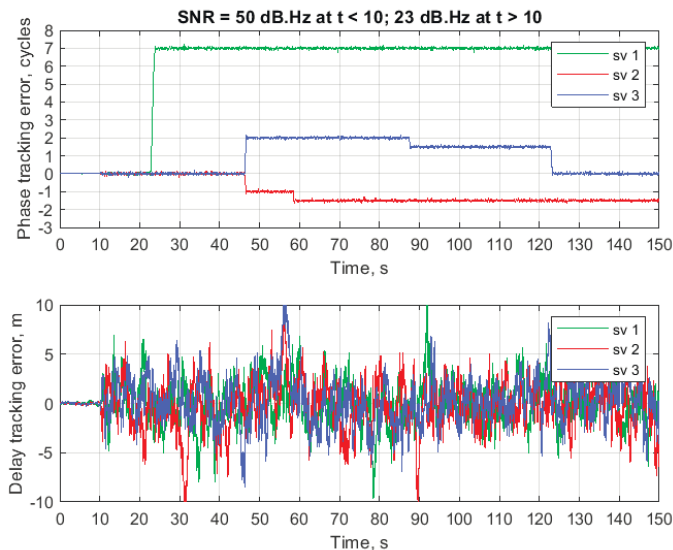


Рис. 15. Ошибки слежения за фазой (сверху) и за задержкой (снизу) в межпороговой области (SNR = 23 дБ.Гц)

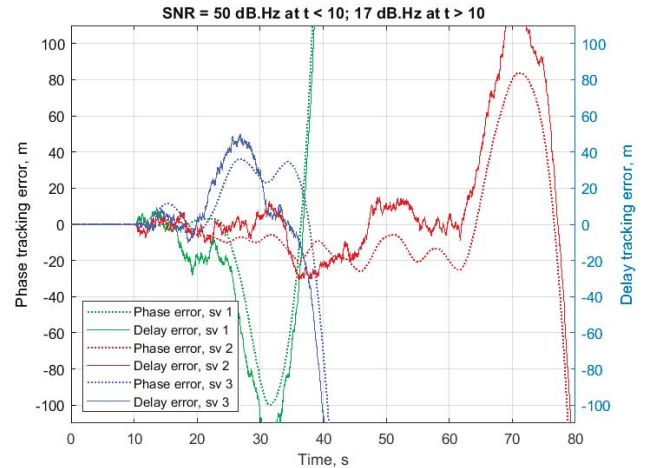


Рис. 16. Ошибки слежения за фазой и за задержкой в запороговой области (SNR = 17 дБ.Гц)

### Заключение

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы.

1. В зависимости от SNR (Signal-to-Noise Density Ratio) по тому или иному спутниковому сигналу на входе приемника соответствующий спутниковый канал может находиться в одной из трех областей:

- в *допороговой* области, когда все измерения по этому спутнику (и фазовые, и кодовые) можно использовать для высокоточного (с сантиметровой точностью) позиционирования;
- в *межпороговой* области, в которой можно использовать только кодовые измерения для менее точного кодового режима позиционирования (с дециметровой или метровой точностью);
- в *запороговой* области, когда все измерения (и фазовые, и кодовые) являются аномальными и подлежат отбраковке.

В статье исследованы особенности работы систем синхронизации в этих трех областях и граничные значения SNR, отделяющие эти области друг от друга.

2. Проведенный в статье сравнительный анализ систем синхронизации приемников ГНСС по фазе (частоте) несущего колебания (ССН: ФАП или ЧАП) и по задержке модулирующего кода (ССЗ) с учетом взаимодействия ССН и ССЗ друг с другом позволил *рекомендовать* для синхронизации ГНСС приемников связку ФАП + ведомая ССЗ. При этом для статики (неподвижного приемника) предпочтительнее когерентная ССЗ, а для динамики (подвижного приемника) – некогерентная ССЗ. Показано, что динамические свойства ФАП и ЧАП с точки зрения ведения ими ССЗ эквивалентны в линейном режиме, однако ЧАП обеспечивает намного большую, чем ФАП, динамическую устойчивость при высоких SNR.

3. Чувствительность ГНСС приемника (т.е. минимально допустимое SNR) по pilot-сигналам лучше (вплоть до 7 дБ), чем по data-сигналам.

4. Рассмотренная в статье расчетно-имитационная модель систем синхронизации (ССН + ССЗ) позволяет на несколько порядков увеличить быстродействие моделирования и объем статистики по сравнению с моделированием на частоте дискретизации и в то же время адекватно учесть основные особенности работы изучаемых систем синхронизации.

### Благодарности

Авторы выражают признательность Д.С. Милютину за помощь в получении точных формул корреляционных сигналов.

### Литература

1. *Spilker Jr J. J., Axelrad P., Parkinson B. W., & Enge P.* (Eds.). (1996). *Global positioning system: theory and applications*, volume I. American Institute of Aeronautics and Astronautics.
2. *Kaplan E. D.* *Understanding GPS: principles and applications*. 1996. Artech House.
3. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Под ред. Перова А. И. и Харисова В. Н. М.: Изд. Радиотехника, 2010. 800 с.
4. *Борискин А.Д., Вейцель А.В., Вейцель В.А., Жодзишский М.И., Милютин Д.С.* Аппаратура высокоточного позиционирования по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем: приемники-потребители навигационной информации. Под ред. М.И. Жодзишского. М.: Изд-во МАИ-ПРИНТ. 2010. 292 с.
5. *Mark I. Zhodzishsky, Victor A. Veitsel, Roman V. Kuryinin, Andrey V. Veitsel.* Dynamic and Noise Properties of PLL Circuits in GNSS Receivers // 2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), IEEE Conference # 47541. IEEE, 2019. P. 1-9. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2019.8814131.
6. *Teunissen P., Montenbruck O.* (eds.). *Springer handbook of global navigation satellite systems*. Springer, 2017. 1327 pages. DOI: 10.1007/978-3-319-42928-1.
7. *Foucras M., Ekambi B., Ngayap U., Li J. Y., Julien O., & Macabiau C.* (2014, May). Performance study of FLL schemes for a successful acquisition-to-tracking transition // *Proceedings of IEEE/ION PLANS 2014*, pp. 529-540.
8. *Curran J. T., Lachapelle G., & Murphy C. C.* (2012). Improving the design of frequency lock loops for GNSS receivers. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, no. 48(1), pp. 850-868.
9. *Curran J. T.* (2012, September). A comparison of differential-power and differential-phase FLLs for GNSS receivers // *Proceedings of the 25th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2012)*, pp. 1477-1487.
10. *Жодзишский М. И.* Цифровые радиоприемные системы: Справочник. М.: Радио и связь, 1990.
11. *Zhodzishsky M. I., Kuryinin R. V. and Veitsel A. V.* A Radical Approach to Reducing Effects of Quartz Crystal Oscillator Instability on GNSS Receiver Performance // 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Svetlogorsk, Russia, 2020, pp. 1-18, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166083.
12. *C. Fernández-Prades, L. Lo Presti, E. Falleti.* Satellite Radiolocation From GPS to GNSS and Beyond: Novel Technologies and Applications for Civil Mass-Market // *Proceedings of the IEEE. Special*

*Issue on Aerospace Communications and Networking in the Next Two Decades: Current Trends and Future Perspectives. Vol 99. No. 11, pp. 1882-1904. November 2011. DOI: 10.1109/JPROC.2011.2158032.*

13. U.S. Government, Department of Defense, Positioning, Navigation, and Timing Executive Committee, *Global Positioning System Precise Positioning Service Performance Standard*, 1st edition, Feb. 2007.
14. U.S. Government, Department of Defense, *Global Positioning System Standard Positioning Service Performance Standard*, 5th edition, April 2020.
15. *Global Positioning System Directorate, Interface Specification IS-GPS-200M: Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces*, May 2021.
16. *Global Positioning System Directorate, Interface Specification IS-GPS-800H: Navstar GPS Space Segment/User Segment L1C Interface*, May 2021.
17. *Global Positioning System Directorate, Interface Specification IS-GPS-705H: Navstar GPS Space Segment/User Segment L5 Interfaces*, May 2021.
18. *Global Navigation Satellite System GLONASS. Interface Control Document. Navigational radiosignal in bands L1, L2. Edition 5.1*, Moscow, Russia, 2008.
19. *Global Navigation Satellite System GLONASS. General description of the system with code division of signals. Revision 1.0*, Moscow, Russia, 2016. (In Russian).
20. *Global Navigation Satellite System GLONASS. An open-access navigation radio signal with code division in the L1 band. Revision 1.0*, Moscow, Russia, 2016. (In Russian).
21. *Global Navigation Satellite System GLONASS. An open-access navigation radio signal with code division in the L2 band. Revision 1.0*, Moscow, Russia, 2016. (In Russian).
22. *Global Navigation Satellite System GLONASS. An open-access navigation radio signal with code division in the L3 band. Revision 1.0*, Moscow, Russia, 2016. (In Russian).
23. *European GNSS (Galileo) Open Service Service Definition Document, Issue 1.2*, Nov. 2021.
24. *European GNSS (Galileo) Open Service Signal In Space Interface Control Document, Issue 2.0*, Jan. 2021.
25. *European Union, Galileo E6-B/C Codes Technical Note, Issue 1*, January 2019.
26. *European Union, Galileo High Accuracy Service Signal-In-Space Interface Control Document (HAS SIS ICD), Issue 1.0*, May 2022.
27. *BeiDou Navigation Satellite System Signal In Space Interface Control Document. Open Service Signal (Version 2.1)*. China Satellite Navigation Office, November 2016 (In Chinese). English version.
28. *BeiDou Navigation Satellite System Signal In Space Interface Control Document Open Service Signal B1I (Version 3.0)*. China Satellite Navigation Office, February 2019.
29. *BeiDou Navigation Satellite System Signal In Space Interface Control Document. Open Service Signal B1C (Version 1.0)*. China Satellite Navigation Office, December 2017.
30. *BeiDou Navigation Satellite System Signal In Space Interface Control Document. Open Service Signal B2a (Version 1.0)*. China Satellite Navigation Office, December 2017.
31. *BeiDou Navigation Satellite System Signal In Space Interface Control Document. Open Service Signal B3I (Version 1.0)*. China Satellite Navigation Office, February 2018.
32. *Quasi-Zenith Satellite System Interface Specification: Satellite Positioning, Navigation and Timing Service (IS-QZSS-PNT-004)*, Cabinet Office, January 25, 2021.



## GNSS RECEIVER SENSITIVITY

**MARK I. ZHODZISHSKY**

Moscow, Russia, MZhodzishsky@topcon.com

**ROMAN V. KURYININ**

Moscow, Russia, RKuryinin@topcon.com

**FEDOR B. SERKIN**

Moscow, Russia, FSerkin@topcon.com

### ABSTRACT

**Introduction.** The article is devoted to determining the minimum (threshold) SNR<sub>thr</sub> values at which GNSS receivers can operate in high-precision phase mode and in less accurate code mode. These minimum (threshold) values of SNR<sub>thr</sub> are determined primarily by the GNSS receivers' carrier synchronization systems (CCH – carrier synchronization systems) and code delay (CVS – delay tracking schemes). The article considers two types of SSN (PLS and FAP) and two types of SSS – coherent (CSSS) and non-coherent (NSSS) – depending on the sensitivity of the SSS to the carrier phase. Any of these CVDs can be autonomous or guided by target designations from the SSN. **Objective.** The systems of synchronization of GNSS receivers in phase (frequency) of the carrier (PLL, FAP) and in code delay (CVD) are considered, taking into account their interaction with each other in a high-precision phase mode (with centimeter accuracy) and in a coarser, but more noise-resistant code mode. (with meter

**KEYWORDS:** carrier synchronization system, delay tracking circuit, receivers of radio signals of global navigation satellite systems, threshold ratio signal-to-noise density, phase locked loop, data signals, pilot signals, BPSK, BOC.

accuracy). Satellite signals can be of two types: data – inversely modulated a priori unknown binary symbols ( $\mu = \pm 1$ ), or pilot – without such modulation, as well as with different types of modulation (BPSK, BOC, etc.). Tracking errors and minimum SNR (Signal-to-Noise density Ratio) values are estimated at which these systems (and, consequently, the entire receiver as a whole) can still work normally. Two traditional combinations of synchronization systems by carrier and by code are considered, namely: PLL + coherent CVD; FAP+incoherent CVD; as well as non-traditional FAP + non-coherent CVD. **According to the results of the studies**, it is the last link (PLL + non-coherent CVD) that is recommended for synchronizing GNSS receivers to ensure their best sensitivity. It is shown that the dynamic properties of FAP and FAP from the point of view of their CVD are equivalent in the linear mode, however, FAP provides much greater dynamic stability than FAP at high SNR.

### REFERENCES

1. J. J. Spilker Jr, P. Axelrad, B. W. Parkinson, P. Enge, Eds. (1996). Global positioning system: theory and applications, volume I. American Institute of Aeronautics and Astronautics.
2. E. D. Kaplan (1996). Understanding GPS: principles and applications. Artech House.
3. GLONASS. Principles of construction and functioning. Ed. Perova A.I. and Kharisova V.N. Moscow: Radio engineering, 2010. 800 p.
4. A.D. Boriskin, A.V. Veitsel', V.A. Veitsel', M.I. Zhodzishsky, D.S. Milyutin (2010). Equipment for high-precision positioning based on the signals of global navigation satellite systems: receivers-consumers of navigation information. Moscow: Publishing house MAI-PRINT. 292 p.
5. Mark I. Zhodzishsky, Victor A. Veitsel, Roman V. Kuryinin, Andrey V. Veitsel (2019). Dynamic and Noise Properties of PLL Circuits in GNSS Receivers. *2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, IEEE Conference # 47541. IEEE, P. 1-9. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2019.8814131.
6. P. Teunissen, O. Montenbruck eds. (2017). Springer handbook of global navigation satellite systems. Springer. 1327 p. DOI: 10.1007/978-3-319-42928-1.
7. M. Foucras, B. Ekambi, U. Ngayap, J. Y. Li, O. Julien, C. Macabiau (2014, May). Performance study of FLL schemes for a successful acquisition-to-tracking transition. *Proceedings of IEEE/ION PLANS*, pp. 529-540.
8. J. T. Curran, G. Lachapelle, C. C. Murphy (2012). Improving the design of frequency lock loops for GNSS receivers. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, no. 48(1), pp. 850-868.
9. J. T. Curran (2012, September). A comparison of differential-power and differential-phase FLLs for GNSS receivers. *Proceedings of the 25th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2012)*, pp. 1477-1487.
10. M. I. Zhodzishsky (1990). Digital radio receiving systems: a Handbook. Moscow: Radio and communication.
11. M. I. Zhodzishsky, R. V. Kuryinin and A. V. Veitsel (2020). A Radical Approach to Reducing Effects of Quartz Crystal Oscillator Instability on GNSS Receiver Performance. *2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, Svetlogorsk, Russia, 2020, pp. 1-18, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166083.
12. C. Fernandez-Prades, L. Lo Presti, E. Falleti (2011). Satellite Radiolocalization From GPS to GNSS and Beyond: Novel Technologies and Applications for Civil Mass-Market, Proceedings of the IEEE. *Special Issue on Aerospace Communications and Networking in the Next Two Decades: Current Trends and Future Perspectives*. Vol 99, No. 11, pp. 1882-1904. November 2011. DOI: 10.1109/JPROC.2011.2158032.
13. U.S. Government, Department of Defense, Positioning, Navigation, and Timing Executive Committee, Global Positioning System Precise Positioning Service Performance Standard, 1st edition, Feb. 2007.
14. U.S. Government, Department of Defense, Global Positioning System Standard Positioning Service Performance Standard, 5th edition, April 2020.
15. Global Positioning System Directorate, Interface Specification IS-GPS-200M: Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces, May 2021.
16. Global Positioning System Directorate, Interface Specification IS-GPS-800H: Navstar GPS Space Segment/User Segment L1C Interface, May 2021.
17. Global Positioning System Directorate, Interface Specification IS-GPS-705H: Navstar GPS Space Segment/User Segment L5 Interfaces, May 2021.
18. Global Navigation Satellite System GLONASS. Interface Control Document. Navigational radiosignal in bands L1, L2. Edition 5.1, Moscow, Russia, 2008.

19. Global Navigation Satellite System GLONASS. General description of the system with code division of signals. Revision 1.0, Moscow, Russia, 2016. (In Russian).

20. Global Navigation Satellite System GLONASS. An open-access navigation radio signal with code division in the L1 band. Revision 1.0, Moscow, Russia, 2016. (In Russian).

21. Global Navigation Satellite System GLONASS. An open-access navigation radio signal with code division in the L2 band. Revision 1.0, Moscow, Russia, 2016. (In Russian).

22. Global Navigation Satellite System GLONASS. An open-access navigation radio signal with code division in the L3 band. Revision 1.0, Moscow, Russia, 2016. (In Russian).

23. European GNSS (Galileo) Open Service Service Definition Document, Issue 1.2, Nov. 2021.

24. European GNSS (Galileo) Open Service Signal In Space Interface Control Document, Issue 2.0, Jan. 2021.

25. European Union, Galileo E6-B/C Codes Technical Note, Issue 1, January 2019.

26. European Union, Galileo High Accuracy Service Signal-In-

Space Interface Control Document (HAS SIS ICD), Issue 1.0, May 2022.

27. BeiDou Navigation Satellite System Signal In Space Interface Control Document. Open Service Signal (Version 2.1). China Satellite Navigation Office, November 2016 (In Chinese). English version.

28. BeiDou Navigation Satellite System Signal In Space Interface Control Document Open Service Signal B1I (Version 3.0). China Satellite Navigation Office, February 2019.

29. BeiDou Navigation Satellite System Signal In Space Interface Control Document. Open Service Signal B1C (Version 1.0). China Satellite Navigation Office, December 2017.

30. BeiDou Navigation Satellite System Signal In Space Interface Control Document. Open Service Signal B2a (Version 1.0). China Satellite Navigation Office, December 2017.

31. BeiDou Navigation Satellite System Signal In Space Interface Control Document. Open Service Signal B3I (Version 1.0). China Satellite Navigation Office, February 2018.

32. Quasi-Zenith Satellite System Interface Specification: Satellite Positioning, Navigation and Timing Service (IS-QZSS-PNT-004), Cabinet Office, January 25, 2021.

#### INFORMATION ABOUT AUTHORS:

**Mark I. Zhodzishsky**, Moscow Aviation Institute (National Research University), Professor, Doctor of Technical Sciences; Topcon Positioning Systems, Chief Scientist for Advanced GNSS Algorithms, Moscow, Russia

**Roman V. Kuryin**, National Research University "Higher School of Economics" teacher, Topcon Positioning Systems, Lead Software Engineer, Moscow, Russia

**Fedor B. Serkin**, Moscow Aviation Institute (National Research University), Associate Professor, Ph.D.; Topcon positioning systems, engineer, Moscow, Russia

**For citation:** Zhodzishsky M.I., Kuryin R.V., Serkin F.B. GNSS receiver sensitivity. *H&ES Reserch*. 2022. Vol. 14. No 3. P. 4-24. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-4-24 (In Rus)

## XII Ежегодный Форум "Revenue Assurance & Fraud Management Forum"

### ТЕЛЕКОМ / БАНКИ / РЕГУЛЯТОРЫ. Влияние санкций"

Открыта регистрация на XII Ежегодный Форум "Revenue Assurance & Fraud Management Forum ТЕЛЕКОМ / БАНКИ / РЕГУЛЯТОРЫ. Влияние санкций", который пройдет 20 октября 2022 года в Москве. Участники могут зарегистрироваться на официальном сайте мероприятия.



В ходе мероприятия будет всесторонне рассмотрена проблематика гарантирования доходов и антифрода, в частности блоки: Главные тренды, санкции, госрегулирование; Роль и технологии, сервисы RA&FM, санкции.

Кроме того, запланирован ряд дискуссий по таким темам как прикладное взаимодействие с государством в условиях санкций, RA&FM - санкции, взаимодействия, перспективы, технологии, сервисы.

Форум объединит топ-руководителей, представителей подразделений, ответственных за направления RA&FM, ИБ, Risk Management. Представители секторов: РЕГУЛЯТОРЫ, ТЕЛЕКОМ, ФИНАНСЫ, ПЛАТЕЖНЫЕ СИСТЕМЫ, МЕДИА/ИНТЕРНЕТ, ТРАНСПОРТ/ЛОГИСТИКА, ЭНЕРГЕТИКА, РОЗНИЦА и др.





doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-25-31

## МЕТОД ВЫЯВЛЕНИЯ АНОМАЛИЙ В СЕТЕВОМ ТРАФИКЕ

**ПЕРОВ**

Роман Александрович<sup>1</sup>

**ЛАУТА**

Олег Сергеевич<sup>2</sup>

**КРИБЕЛЬ**

Александр Михайлович<sup>3</sup>

**ФЕДУЛОВ**

Юрий Владимирович<sup>4</sup>

### АННОТАЦИЯ

**Введение.** Компьютерные сети (КС) представляют собой высокоразвитые системы с многоуровневой иерархической структурой. Использование в КС информационных и коммуникационных технологий для сбора информации позволяет злоумышленнику воздействовать на сети путем кибератак. Этому способствует массовое применение устаревших операционных систем, малоэффективных механизмов защиты и наличие множественных уязвимостей в незащищенных сетевых протоколах. Подобные уязвимости помогают потенциальному злоумышленнику изменять настройки сетевых устройств, прослушивать и перенаправлять трафик, блокировать сетевое взаимодействие и получать несанкционированный доступ к внутренним компонентам КС [1]. Воздействия кибератак приводит к появлению в КС аномальной активности трафика. Для ее постоянного мониторинга и обнаружения в КС необходимо учитывать наличие большого количества сетевых маршрутов, на которых периодически возникают резкие колебания задержки в передаче данных и большие потери пакетов, появляются новые свойства сетевого трафика, что требует обеспечения высокого качества обслуживания приложений. Все это послужило стимулом к поиску новых методов обнаружения и прогнозирования кибератак [2] - к их числу можно отнести и фрактальный анализ. **Цель работы** заключается в разработке концептуального метода выявления аномалий вызванных кибератаками в сетевом трафике за счет применения фрактального анализа. **Используемые методы.** Применены основные положения теории фракталов и использовании предлагаемых этой теорией методов оценки самоподобия, таких как расширенный тест Дики-Фуллера, R/S анализ и метод DFA. При тестировании фрактальных методов, позволяющих проводить исследования долговременных зависимостей в трафике сети. **Научная новизна** заключается в том, что предложенный метод достаточно корректно определяет аномалии, вызванные воздействием кибератак, а также позволяет прогнозировать и обнаруживать, как известные, так и неизвестные компьютерные атаки, на раннем этапе их проявления. **Практическая значимость.** Представленная методика может применяться в качестве системы раннего обнаружения кибератак, основанная на обнаружении аномалий в сетевом трафике и принятии эффективных мероприятий по защите сети.

### Сведения об авторах:

<sup>1</sup> адъюнкт 32 кафедры Военной академии связи имени маршала Советского союза С.М. Буденного, Санкт-Петербург, Россия, roma.perov@list.ru

<sup>2</sup> профессор кафедры Государственного университета морского и речного флота им. адмирала С.О. Макарова (ГУМРФ), д.т.н., Санкт-Петербург, Россия, laos-82@yandex.ru

<sup>3</sup> соискатель 32 кафедры Военной академии связи имени маршала Советского союза С.М. Буденного, Санкт-Петербург, Россия, nemo4ka74@gmail.com

<sup>4</sup> соискатель АО "НИИ "Рубин", Санкт-Петербург, Россия, ksi-2016@yandex.ru

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** *временной ряд, фрактальный анализ, фрактальная размерность, показатель Херста, показатель скейлинга, компьютерные сети, кибератаки.*

**Для цитирования:** Перов Р.А., Лаута О.С., Крибель А.М., Федулов Ю.В. Метод выявления аномалий в сетевом трафике // Научные исследования в космических исследованиях Земли. 2022. Т. 14. № 3. С. 25-31. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-25-31

### Общее описание метода выявления аномалий

Фрактальные свойства сетевого трафика были обнаружены несколько десятилетий назад: было установлено, что на больших масштабах он обладает свойством самоподобия, т.е. выглядит качественно одинаково при достаточно больших масштабах временной оси и проявляет долговременную [3].

Ключевой параметр фрактального анализа – показатель Херста ( $H$ ). Это мера, которую используют при анализе временных рядов. Чем больше задержка между двумя одинаковыми парами значений во временном ряду, тем меньше коэффициент Херста (показатель скейлинга). Для нахождения этого параметра необходимо знать, стационарен ли исследуемый процесс. От этого зависит выбор алгоритма для дальнейшего вычисления скейлинга [4, 5].

Таким образом, с целью обнаружения аномалий первоначально необходимо определить вид трафика – стационарный или нестационарный. Далее следует рассчитать показатель Херста (т.е. определить наличие в трафике свойства самоподобия). В заключение происходит обнаружение аномалий, которые вызваны воздействием кибератак.

К основным методам, позволяющим выполнить все эти этапы обнаружения кибератак, относятся расширенный тест Дики–Фуллера (Augmented Dickey-Fuller test, ADF), R/S-анализ, а также алгоритм DFA (Detrended Fluctuation Analysis) [6].

С учетом вышеизложенного предлагаемый метод детектирования аномалий содержит два этапа:

1. На первом, вспомогательном, этапе производится анализ самоподобных свойств эталонного сетевого трафика. В эталонном трафике отсутствуют аномалии. В результате этого анализа определяется значение показателя Херста, соответствующее эталонному трафику. Этот этап можно назвать этапом обучения. Для определения значений показателя Херста используются рассмотренные выше методы тестирования Дики–Фуллера, R/S анализа и DFA.

2. На втором этапе, основном, производится анализ самоподобных свойств реального трафика, в котором могут существовать аномалии, вызванные воздействием кибератак. При этом также используются рассмотренные выше методы определения значений показателя Херста. В случае, если выявленное значение показателя Херста отличается от значения, полученного для эталонного трафика, принимается решение о наличии аномалий в реальном трафике, которые могут быть вызваны воздействием кибератак. Кроме того, на этом же этапе определяется минимальный размер группы пакетов, достаточный для точной оценки показателя самоподобия. Чем меньше размер этой группы, тем меньше времени требуется для детектирования аномалий.

Программная реализация предложенного метода выявления аномалий была выполнена на языке Python с использованием следующих библиотек и инструментов: Pandas, NumPy, Matplotlib и Jupiter Notebook. Библиотека Pandas обеспечивает работу с высокоуровневыми сводными таблицами, их группировку и другие манипуляции, а также легкий доступ к табличным данным. Библиотека NumPy является инструментом низкого уровня для работы с математическими

функциями высокого уровня, а также с многомерными массивами. Модуль Matplotlib предоставляет возможности формирования графиков на основе полученного набора данных. Jupiter Notebook служил фреймворком для проведения расчетов.

Продемонстрируем в качестве примера программной реализации предложенного подхода алгоритмы, описывающие два простейших метода, а именно ADF-тест и R/S-анализ. Алгоритм реализации DFA, как более сложный, имеет больший объем, однако все его особенности отражены в алгоритмах ADF-теста и R/S-анализа.

В этом сценарии процесс передачи пакетов сообщений является стационарным. Для генерации трафика применялось имитационное моделирование на основе программного обеспечения GNS3. В качестве реализуемых атак учитывались кибератаки типа DDoS и «сканирование сети и ее уязвимостей» [7-8]. При этом в наборе данных рассматривались структура трафика, длина заголовка пакета, флаги, контрольная сумма и некоторые другие.

Для проведения эксперимента были сформированы два датасета. Первый, включающий в себя эталонный трафик, использовался для обучения системы и анализа трафика без аномалий. Второй датасет, охватывающий кибератаки типа DDoS и «Сканирование сети и ее уязвимостей», применялся для проверки эффективности рассматриваемого метода и выявления его достоинств перед другими методами.

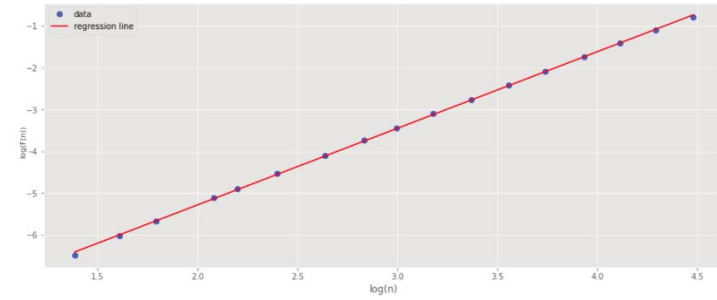
Для демонстрации возможности выявления самоподобия трафика КС сначала были смоделированы и исследованы несколько выборок, содержащих 1024 точек, распределенных по закону фрактального броуновского движения с различными значениями показателя Херста: 0.3, 0.5 и 0.8.

Многие исследователи [9-10] применяют R/S-анализ для нахождения показателя  $H$  в сетевом трафике. Однако R/S-анализ дает большую погрешность: до 20–30% при анализе нестационарных процессов. Это говорит о нежелательности применения R/S-анализа [11]. Поэтому для нахождения показателя скейлинга в нестационарном трафике предлагается использовать метод DFA, а для нахождения  $H$  в стационарных процессах – как DFA, так и R/S-анализ.

Следует отметить, что при изменении  $H$  преследовалась цель получения как можно более разнообразного случайного сигнала – не похожего на предыдущий, для максимально полной проверки работоспособности алгоритмов, необходимой для выявления различных кибератак. Поэтому границы интервалов по оси  $Y$  не фиксировались. Изменение  $H$  в ходе имитации осуществлялось посредством программы Matplotlib. Затем выполнялся анализ самоподобия смоделированного сигнала с помощью рассмотренных выше алгоритмов оценки  $H$ . Найденное значение параметра  $H$  сравнивалось с эталонным. Только после проверки работоспособности алгоритмов делался переход к работе с реальным трафиком.

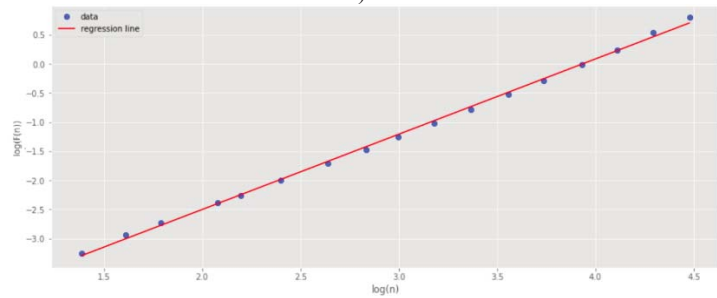
Первой исследовалась выборка с  $H = 0,8$ . На рис. 1, а приведена зависимость функции  $\log F(n)$  (ось  $Y$ ) от  $\log n$  (ось  $X$ ) для этого случая. Для построения линии регрессии применялся метод наименьших квадратов. При этом по оси  $X$  было выбрано 17 точек (scales) (обычно выбирается не менее 10 scales). Чем больше scales, тем выше точность. Однако

следует иметь в виду, что увеличение количества scales увеличивает время работы алгоритма.



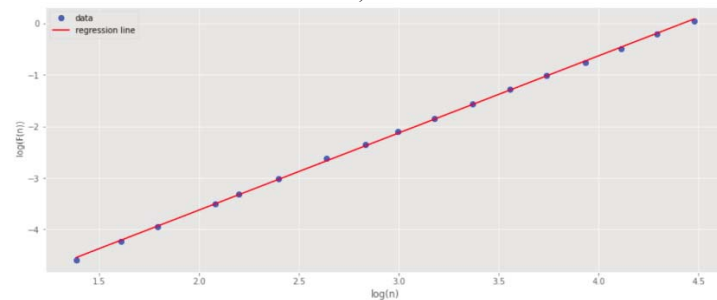
Hurst=0.835

а)



Hurst=0.293

б)



Hurst=0.496

в)

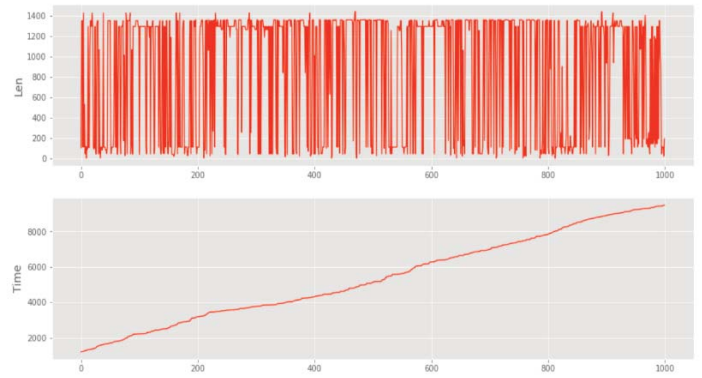
**Рис. 1.** Логарифмическая регрессия:  
а –  $H = 0,8$ ; б –  $H = 0,3$ ; в –  $H = 0,5$

Параметр  $H$  определяется по угловому коэффициенту линии регрессии – для рисунка 1а, он показал значение 0,835. Это соответствует эталонному значению с небольшой погрешностью.

Следующим исследовалось значение  $H$ , равное 0,3. На рисунке 1б, изображен результат расчета  $H$  для этого трафика с помощью алгоритма DFA. Видно, что DFA достаточно точно определил  $H$  как равный 0,3 (при округлении).

В завершение тестировался алгоритм DFA для показателя  $H$ , равного 0,5. С помощью алгоритма DFA был найден показатель скейлинга, равный 0,5 (рис. 1в).

Далее исследовалась эталонная выборка сетевого трафика для КС, содержащая 1000 tcp- и udp-пакетов (рис. 2). Выборка, смоделированная с помощью программного средства GNS3, представлена двумя графиками: на рисунке 2а по оси  $Y$  откладывается длина пакета, на рисунке 2б – время поступления пакета. По оси  $X$  для обоих графиков откладывается номер пакета.



**Рис. 2.** Зависимости длины пакета (а) и времени поступления пакета (б) от номера пакета сетевого трафика КС

Проведем дополнительный тест Дики-Фуллера для подтверждения нестационарности временного ряда. На рис. 3 показан результат такой проверки. Показан листинг кода, реализующего проверку, в среде Matplotlib и результаты вычислений.

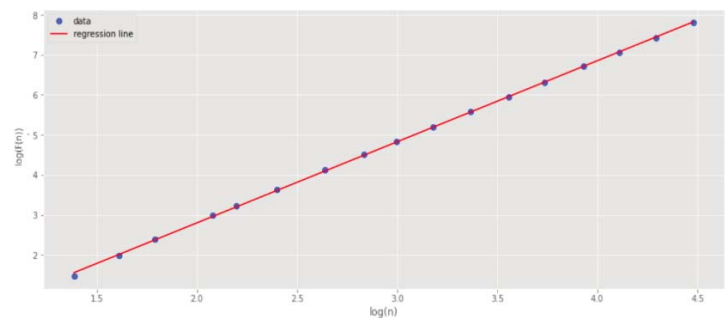
```
test = adfuller(data['Time'].tolist())
print('adf: ', test[0])
print('p-value: ', test[1])
print('Critical values: ', test[4])
if test[0] > test[4]['5%']:
    print('row is not stationary, use DFA')
else:
    print('row is stationary, use R/S or DFA')
```

```
adf: 16.15784903748429
p-value: 1.0
Critical values: {'1%': -3.4369193380671, '5%': -2.864440383452517, '10%': -2.56831430323573}
row is not stationary, use DFA
```

**Рис. 3.** Подтверждение нестационарности временного ряда

На рисунке 3 параметр  $adf$  обозначает тестовое статистическое значение. Если это значение отрицательно и меньше критических значений при 1, 5 и 10%, нулевая гипотеза в тесте DFA отвергается, т.е. ряд является стационарным. В нашем случае статистическое значение равно 16,15. Оно положительно и, естественно, больше, чем критические значения при 1, 5 и 10%. Это означает, нулевая гипотеза не отклоняется. Временной ряд, в свою очередь, не является стационарным.

Так как ряд, представленный на рисунке 3, является нестационарным, воспользуемся алгоритмом DFA для анализа свойства самоподобия (рис. 4). Этот анализ показывает наличие во временном ряде свойства самоподобия с показателем  $H = 1,0$ .



Hurst=1.027

**Рис. 4.** Логарифмическая регрессия для временного ряда

Как указано выше, для нахождения показателя скейлинга в стационарных рядах можно использовать оба метода: R/S-анализа и DFA. Протестируем их и сравним результаты (рис. 5).

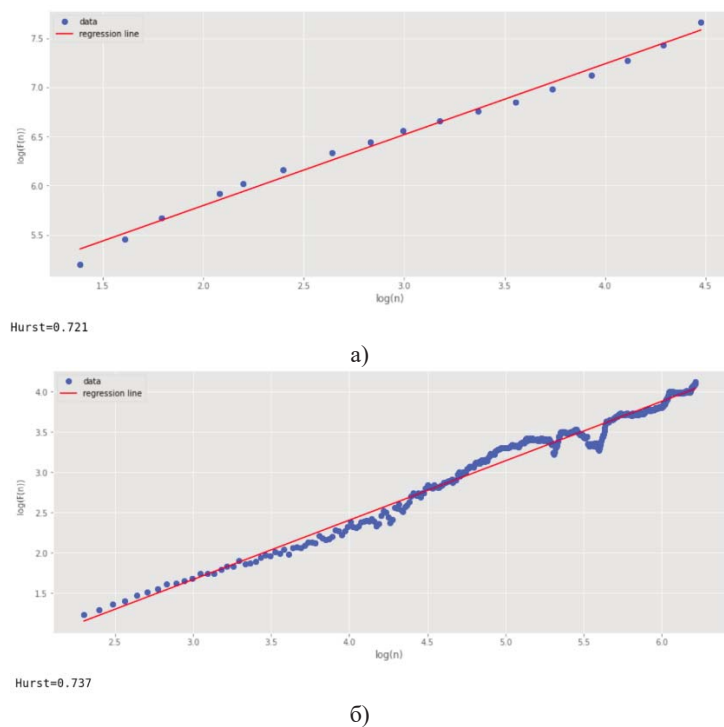


Рис. 5. Логарифмическая регрессия для ряда длин сетевых пакетов: а – метод DFA; б – R/S-анализ

Для получения линии регрессии с целью повышения точности определения показателя  $H$  в R/S-анализе было выбрано 100 scales. Как видно из рисунка 5, оба метода выдали приблизительно одинаковый результат.

Таким образом, эксперименты, проведенные на эталонных выборках, в которых отсутствовали аномалии из-за воздействия кибератак, продемонстрировали наличие самоподобия трафика КС и возможность достаточно точного определения показателя самоподобия на основе предложенного подхода.

### Детектирование кибератак в трафике сети КС

Для нахождения аномалий в КС, вызванных кибератаками, трафик был поделен на группы и затем определен показатель Херста для каждой из групп. Анализ показал, что чем больше количество групп, тем раньше можно обнаружить аномалии (кибератаки) и предпринять действия для их устранения (предотвращения). Однако с увеличением количества групп уменьшается количество точек, по которым рассчитываются значения, а это может повлиять на точность измерения. Поэтому были проведены эксперименты по выявлению минимально допустимого размера такой группы.

Сначала 10 000 сетевых пакетов были разбиты на 30 групп. На рисунке 6 показаны разбиение табличной структуры данных (DataFrame) UDP-трафика на группы пакетов и оценка показателя Херста для каждой группы, а также приведена оценка показателя самоподобия всего трафика без

деления на группы. Синей прямой линией на рисунке 6, обозначен порог, соответствующий границе белого шума ( $H = 0,5$ ); здесь точки соответствуют номерам групп пакетов (всего 30 точек). Точки на рисунке 6, соответствуют scales (всего 12 точек). Как отмечено выше, количество scales влияет на точность и длительность работы алгоритма: чем их больше, тем выше точность и, наоборот, меньше длительность его работы. Так как в предлагаемом подходе фактор скорости обнаружения аномалий, вызванных кибератаками, имеет более высокую значимость, чем точность вычисления показателя самоподобия, решено было ограничиться малым количеством scales, равным 12.

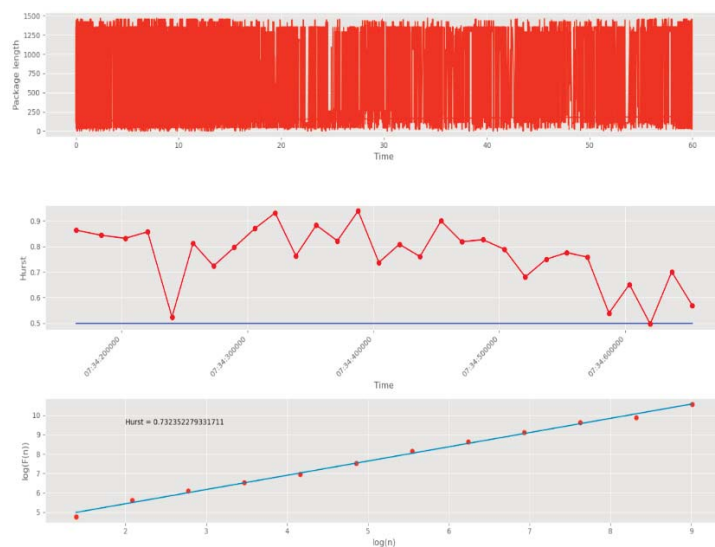


Рис. 6. Вычисление  $H$  методом фрактального анализа UDP трафика

Как видно из рисунка 6 мера фрактальности для всех групп пакетов полностью лежит выше отметки 0,5. Это указывает на наличие самоподобных свойств у каждой группы. Кроме того, на графике логарифмической регрессии отражен параметр Херста для всего DataFrame, который подтверждает наличие фрактальных свойств и повторяющихся процессов.

Далее проводилось тестирование аномального сетевого трафика, сделанного в процессе DDoS-атаки и атаки «сканирование сети и ее уязвимостей». При этом преследовалась цель подбора максимального числа групп разбиения, при котором оцениваемый параметр  $H$  будет вычисляться с высокой точностью.

Было выбрано 20 групп по 500 пакетов в каждой. На рисунке 7, а показано, что все значения показателя Херста на участках из 20 групп находятся ниже отметки 0,5. Это свидетельствует о нарушении фрактальной структуры трафика и наличии в нем аномалий. Кроме того, у исследуемого ряда проявились нестационарные свойства. Следовательно, предлагаемый подход способен обнаруживать аномалии в интервалах (группах), состоящих из 500 сетевых пакетов.

Сократим временной интервал, увеличив количество групп до 30. Из рисунка 7б следует, что разбиение на 30 групп не снижает точности работы алгоритма.

При анализе разбиения на 40 групп, каждая из которых состоит из 250 сетевых пакетов (рис. 7в), уже можно увидеть



проявление свойств самоподобия на некоторых из них. Это может указывать, с одной стороны, на отсутствие аномалий в исследуемом интервале, а с другой – на ухудшение точности из-за малой выборки. Следовательно, такое разбиение неприемлемо. В качестве искомого следует считать предыдущее разбиение – на 30 групп.

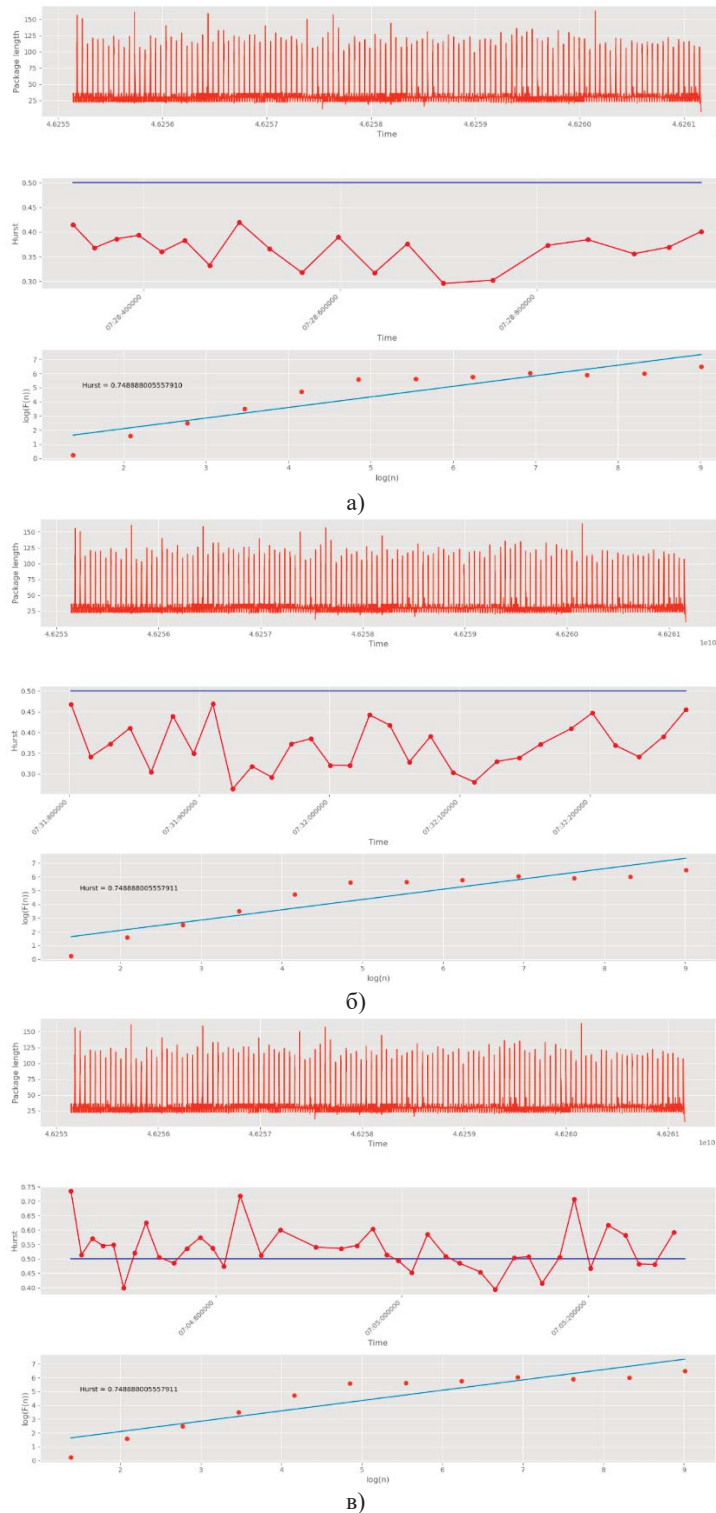


Рис. 7. Вычисление H для аномального трафика с разбиением 10 000 точек на 20 групп (а), на 30 групп (б) и на 40 групп (в)

Сравнительная оценка эффективности рассматриваемого метода была проведена на основе его сопоставления с другими известными методами обнаружения компьютерных атак – с сигнатурными, статистическими, методами машинного обучения. Результаты сравнения по трехбалльной шкале («Высокий», «Средний» и «Низкий») представлены в таблице.

В качестве основных учитываемых параметров данных методов рассматривались скорость и точность обнаружения кибератак, как известных, так и неизвестных, возможность работы со стационарным и нестационарным трафиком, а также частота ложных срабатываний [12].

Таблица 1

Результаты сравнительного анализа известных методов обнаружения кибератак

Метод	Скорость обнаружения	Точность обнаружения для атак		Трафик		Отсутствие ложного обнаружения
		известных	неизвестных	стационарный	нестационарный	
Сигнатурные методы	Высокий	Высокий	Низкий	Высокий	Низкий	Средний
Статистические методы	Средний	Средний	Средний	Высокий	Низкий	Средний
Методы машинного обучения	Средний	Высокий	Средний	Высокий	Низкий	Высокий
<b>Фрактальный анализ</b>	Высокий	Средний	Средний	Высокий	Высокий	Средний

Сигнатурные методы используют заранее составленные правила, а следовательно, они достаточно быстрые и имеют высокую точность обнаружения известных типов кибератак. Однако эти методы не способны обнаруживать новые, неизвестные типы атак, включая таргетированные. Кроме того, у них средние показатели по отсутствию ложного обнаружения.

Статистические методы исходят из накопленной статистики, поэтому уступают сигнатурным методам по скорости и точности обнаружения известных атак. В то же время в ряде случаев они способны обнаруживать неизвестные атаки. По ложному обнаружению у них примерно такие же возможности, как и у сигнатурных методов.

Методы машинного обучения в настоящее время достаточно разнообразны и хорошо развиты. Учитывая, что в них процесс обнаружения атак обязательно предшествует обучению на контрольной выборке, мы считаем, что по скорости обнаружения атак эти методы уступают сигнатурным. Однако они демонстрируют более высокую точность обнаружения известных атак и хорошую точность обнаружения неизвестных атак. При этом доля ложных срабатываний в методах машинного обучения крайне низкая.

Предлагаемый в статье метод фрактального анализа отличается высокой скоростью обнаружения, сравнимой с показателями сигнатурных методов. Это достигается путем разбиения исходного трафика на группы пакетов соответствующих размеров. Принятие решения о наличии аномалии в трафике принимается сразу же после того, как выявляется нарушение

самоподобия для первой же такой группы. Однако, так как аномалии могут быть вызваны различными причинами, связанными не только с кибератаками, следует считать, что точность обнаружения известных и неизвестных атак, а также ложные срабатывания имеют средние значения. В то же время несомненным преимуществом предлагаемого подхода является возможность его применения не только для стационарного, но и для нестационарного трафика. Прочие методы при нестационарном трафике либо не работают, либо имеют очень низкую эффективность.

### Заключение

Таким образом, анализ результатов сравнительной оценки показывает, что главными преимуществами фрактального анализа являются в первую очередь скорость его работы, а также возможность обнаружения аномалий при любом виде трафика. К увеличению времени расчета приводит только увеличение количества обрабатываемых параметров заголовка протокола передачи данных (длина пакета, флаги и т.д.).

Предложенный в статье новый подход к обнаружению кибератак в КС основан на использовании основных положений теории фракталов и предлагаемых этой теорией методов оценки самоподобия, таких как расширенный тест Дики-Фуллера, R/S-анализ и метод DFA. При тестировании фрактальных методов, позволяющих проводить исследование долгосрочных зависимостей в трафике КС, метод DFA оказался более эффективен, чем R/S-анализ, из-за его способности обрабатывать не только стационарные, но и нестационарные ряды с высокой точностью. Следовательно, DFA позволяет обнаруживать корреляции на большие расстояния, встроенные в нестационарные ряды, что характерно для КС, избегая ложного обнаружения явных корреляций на большие расстояния, которые являются артефактами нестационарности.

Основываясь на результатах тестирования, можно сделать вывод, что предложенный подход является достаточно корректным. Эксперименты показали, что существует характерное время, после которого показатель Херста резко меняется. Это время указывает на объем системной памяти. Экспериментальные результаты также свидетельствуют о том, что самоподобные свойства присущи любому сетевому трафику. При появлении сетевых аномалий, вызванных, например, кибератаками типа DDoS и «сканирование сети и ее

уязвимостей», характер этих свойств начинает существенно отличаться от нормального трафика.

### Литература

1. *Kotenko D.I., Kotenko I.V., Saenko I.B.* Methods and tools for attack modeling in large computer networks: state of the problem. SPIIRAS Proceedings 2012, no. 3(22), pp. 5-30.
2. *Kotenko I., Saenko I., Kushnerevich A.* Parallel big data processing system for security monitoring in Internet of Things networks. Journal of Wireless Mobile Networks, Ubiquitous Computing, and Dependable Applications (JoWUA) 2017, no. 8(4), pp. 60-74.
3. *Campbell P., Abhyankar S.* Fractals, form, chance and dimension. The Mathematical Intelligencer 1978, no. 1, pp. 35-37.
4. *Лаута О. С., Карнов М. А., Крибель А. М., Ткаченко Ю. В.* Анализ процесса самоподобия сетевого трафика как подход к обнаружению кибератак на компьютерные сети // Состояние и перспективы развития современной науки по направлению «Информационная безопасность»: Сборник статей III Всероссийской научно-технической конференции, Анапа, 21-22 апреля 2021 года. Анапа: Федеральное государственное автономное учреждение "Военный инновационный технополис "ЭРА", 2021. С. 311-327.
5. *Aissaa N.B., Guerroumia M.* Semi-Supervised Statistical Approach for Network Anomaly Detection. Procedia Computer Science 2016, no.83, pp. 1090-1095.
6. *Балагула Ю.М.* Применение фрактального анализа в задачах электротехники. Дис. канд. тех. наук. СПб.: СПбПУ, 2013. 141 с.
7. *Данилова Е.И., Лаута О.С., Митрофанов М.В., Ракицкий С.Н.* Компьютерные атаки и их характеристики // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. Сб. научных статей VII Междунар. науч.-техн. и науч.-методич. конф. 2018. С. 297-301.
8. *Карнов М. А.* Методика управления системой информационной безопасности объекта критической инфраструктуры // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2021. № 12. С. 235-246.
9. *Крупенин С. В.* Фрактальные излучающие структуры и аналоговая модель фрактального импеданса. Дис. канд. физ.-мат. наук : 01.04.03, 01.04.04 / [Место защиты: Моск. гос. ун-т им. М. В. Ломоносова. Физ. фак.]. Москва, 2009. 157 с.
10. *Маврикиди Ф. И.* Фракталы: постигая взаимосвязанный мир // «Дельфис». № 23(3). 2000.
11. *Маврикиди Ф. И.* Фрактальная математика и природа перемен // «Дельфис». № 54(2). 2008.
12. *Дубонос А.С., Евлевская Н.В., Карасенко А.О., Лаута О.С.* Обзор методов защиты сетей связи специального назначения от DDOS атак // Инновационные технологии и технические средства специального назначения. Тр. XII общероссийской научно-практической конференции. 2020. С. 260-264.



## A METHOD FOR DETECTING ANOMALIES IN NETWORK TRAFFIC

**ROMAN A. PEROV**

St. Petersburg, Russia, roma.perov@list.ru

**OLEG S. LAUTA**

St. Petersburg, Russia, laos-82@yandex.ru

**ALEXANDER M. KRIBEL**

St. Petersburg, Russia, nemo4ka74@gmail.com

**YURI V. FEDULOV**

St. Petersburg, Russia, ksi-2016@yandex.ru

### ABSTRACT

**Introduction.** Computer networks (CN) are highly developed systems with a multi-level hierarchical structure. The use of information and communication technologies in the CN to collect information allows an attacker to influence networks through cyber attacks. This is facilitated by the massive use of outdated operating systems, ineffective protection mechanisms and the presence of multiple vulnerabilities in unsecured network protocols. Such vulnerabilities help a potential attacker to change the settings of network devices, listen and redirect traffic, block network interaction and gain unauthorized access to the internal components of the CN [1]. The impact of cyber attacks leads to the appearance of abnormal traffic activity in the CN. For its constant monitoring and detection in the CN, it is necessary to take into account the presence of a large number of network routes, on which sharp fluctuations in data transmission delays and large packet losses periodically occur, new properties of network traffic appear, which requires ensuring high quality of application service. All this served as an incentive to search for new methods of detecting and predicting cyber attacks [2] - fractal analysis can also be attributed to them. The aim of the work is to develop a conceptual method for detecting anomalies caused by cyber attacks in network traffic through the use of fractal analysis. **Methods used.** The main provisions of the fractal theory and the use of self-similarity assessment methods proposed by this theory, such as the extended Dickey-Fuller test, R/S analysis and the DFA method, are applied. When testing fractal methods that allow conducting studies of long-term dependencies in network traffic. The scientific novelty lies in the fact that the proposed method correctly identifies anomalies caused by the impact of cyber attacks, and also allows you to predict and detect both known and unknown computer attacks at an early stage of their manifestation. **Practical significance.** The presented methodology can be used as an early detection system for cyber attacks, based on the detection of anomalies in network traffic and the adoption of effective measures to protect the network.

### REFERENCES

1. D.I. Kotenko, I.V. Kotenko, I.B. Saenko (2012). Methods and tools for attack modeling in large computer networks: state of the problem. *SPIIRAS Proceedings*, no. 3(22), pp. 5-30. (In Russian)

### INFORMATION ABOUT AUTHORS:

**Roman A. Perov**, postgraduate of the 32 department of the Military Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny, St. Petersburg, Russia

**Oleg S. Lauta**, professor of the Department of Admiral S.O. Makarov State University of Marine and River Fleet, Doctor of Technical Sciences, St. Petersburg, Russia

**Alexander M. Kribel**, candidate of the 32 department of the Military Academy of Communications named after Marshal of the Soviet Union S.M. Budyonny, St. Petersburg, Russia

**Yuri V. Fedulov**, candidate of JSC "Research Institute "Rubin", St. Petersburg, Russia

**KEYWORDS:** *time series, fractal analysis, fractal dimension, Hurst exponent, scaling exponent, computer networks, cyberattacks.*

2. I. Kotenko, I. Saenko, A. Kushnerevich (2017). Parallel big data processing system for security monitoring in Internet of Things networks. *Journal of Wireless Mobile Networks, Ubiquitous Computing, and Dependable Applications (JoWUA)*, no. 8(4), pp. 60-74. (In Russian)

3. P. Campbell, S. Abhyankar (1978). Fractals, form, chance and dimension. *The Mathematical Intelligencer*, no. 1, pp. 35-37.

4. O. S. Lauta, M. A. Karpov, A.M. Kribel, Yu. V. Tkachenko (2021). Analysis of the process of self-similarity of network traffic as an approach to the detection of cyber attacks on computer networks. *The state and prospects of development of modern science in the field of "Information security": Collection of articles of the III All-Russian Scientific and Technical Conference*, Anapa, April 21-22, 2021. Federal State Autonomous Institution "Military Innovative Technopolis "ERA", pp. 311-327. (In Russian)

5. N.B. Aissaa, M. Guerroumia (2016). Semi-Supervised Statistical Approach for Network Anomaly Detection. *Procedia Computer Science*, no. 83, pp. 1090-1095. (In Russian)

6. Yu.M. Balagula (2013). Application of fractal analysis in problems of electrical engineering. Dis. Candidate of Technical Sciences. St. Petersburg: SPSPU3. 141 p. (In Russian)

7. E.I. Dani-lova, O.S. Lauta, M.V. Mitrofanov, S.N. Rakitsky (2018). Computer attacks and their characteristics. *Actual problems of infotelecommunications in science and education. Collection of scientific articles VII Inter-Dunar. sci.-tech. and scientific and methodical conf.*, pp. 297-301. (In Russian)

8. M. A. Karpov (2021). Methodology for managing the information security system of an object of critical infrastructure. *Izvestiya Tula State University. Technical sciences*. No. 12, pp. 235-246. (In Russian)

9. S. V. Krupenin (2009). Fractal radiating structures and an analog model of fractal impedance. Dis. Candidate of Physical and Mathematical Sciences : 01.04.03, 01.04.04 / [Place of protection: Moscow State University named after M. V. Lomonosov. Phys. fac.]. Moscow. 157 p. (In Russian)

10. F. I. Mavrikidi (2000). Fractals: comprehending the interconnected world. *Delphis*. No. 23(3).

11. F. I. Mavrikidi (2008). Fractal mathematics and the nature of change. *Delphis*. No. 54(2).

12. A.S. Dubonos, N.V. Yevglevskaya, A.O. Karasenko, O.S. Lauta (2020). Review of methods for protecting special-purpose communication networks from DDOS attacks. *Innovative technologies and technical means of special purpose. Tr. XII All-Russian scientific and practical conference*, pp. 260-264. (In Russian)

**For citation:** Perov R.A., Lauta O.S., Kribel A.M., Fedulov Yu.V. A method for detecting anomalies in network traffic. H&ES Reserch. 2022. Vol. 14. No 3. P. 25-31. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-25-31 (In Rus)

doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-32-38

## ДВУХСТУПЕНЧАТЫЙ АЛГОРИТМ СОГЛАСОВАННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ

**ДЕГТЯРЕВ**

**Андрей Николаевич<sup>1</sup>**

**КОЖЕМЯКИН**

**Александр Сергеевич<sup>2</sup>**

**АФОНИН**

**Игорь Леонидович<sup>3</sup>**

**СЛЕЗКИН**

**Геннадий Витальевич<sup>4</sup>**

**ПОЛЯКОВ**

**Александр Леонидович<sup>5</sup>**

### Сведения об авторах:

<sup>1</sup> к.т.н., доцент, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Россия, degtyaryov1966@yandex.ru

<sup>2</sup> аспирант, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Россия, ASKozhemyakinRT@gmail.com

<sup>3</sup> д.т.н., профессор, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Россия, igor\_afonin@inbox.ru

<sup>4</sup> инженер, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Россия, gvslezkin@sevsu.ru

<sup>5</sup> к.т.н., доцент, Севастопольский государственный университет, Севастополь, Россия, AL\_Polykov@inbox.ru

### АННОТАЦИЯ

**Введение.** Для борьбы с межсимвольной интерференцией, возникающей вследствие многопутевого распространения сигнала, применяют расширение спектра частот сигналов, канальный эквалайзинг, OFDM-мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов. Для снижения влияния нелинейных искажений сигналов применяются методы предвыскажений, разнесённого приёма, а также специальные алгоритмы цифровой обработки выходного сигнала демодулятора. Влияние аддитивной помехи снижают с помощью согласованного с сигналом фильтра. **Целесообразно** разработать алгоритм согласованной фильтрации, позволяющий добиться одновременного снижения влияния аддитивной помехи, нелинейных искажений сигнала и его многопутевого распространения на правильный приём сообщения. Идея подбора веса ортогональности может быть использована и для достижения поставленной цели. **Результат.** Для снижения влияния нелинейных искажений на правильный приём сообщения в условиях многопутевого распространения сигнала и аддитивной помехи предлагается использовать два этапа обработки сигнала. Первый этап состоит в минимизации дисперсии помехи, вызванной межсимвольной интерференцией и нелинейными искажениями сигнала. Минимизация указанной дисперсии осуществляется с помощью определения веса ортогональности базисных функций, составляющих сигнал. Второй этап заключается в использовании классического согласованного фильтра. Предложенный двухступенчатый алгоритм согласованной фильтрации позволяет одновременно снизить влияние нелинейных искажений, межсимвольных помех, возникающей вследствие многопутевого распространения, и аддитивной помехи на правильный приём сигнала. Сигналы искаженные и задержанные во времени относительно основного сигнала предложено рассматривать как аддитивную помеху.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** нелинейные искажения, многопутевое распространение сигнала, математическое ожидание, дисперсия, минимизация, вес ортогональности, согласованный фильтр, интегральные преобразования.

**Для цитирования:** Дегтярев А.Н., Кожемякин А.С., Афонин И.Л., Слезкин Г.В., Поляков А.Л. Двухступенчатый алгоритм согласованной фильтрации сигналов // Научное издание «Научное издание «Научное издание «Научное издание «Научное издание». 2022. Т. 14. № 3. С. 32–38. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-32-38



## Введение

Современные цифровые системы связи должны обеспечивать высокую скорость и достоверность передачи информации в условиях многопутевого распространения сигнала по каналам связи с нелинейными искажениями и аддитивной помехой.

Для борьбы с межсимвольной интерференцией, возникающей вследствие многопутевого распространения сигнала, применяют расширение спектра частот сигналов, канальный эквалайзинг, OFDM-мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов [1-7]. Для снижения влияния нелинейных искажений сигналов применяются методы предскажений, разнесённого приёма, а также специальные алгоритмы цифровой обработки выходного сигнала демодулятора [8]. Влияние аддитивной помехи снижают с помощью согласованного с сигналом фильтра [9-14]. В случае, когда аддитивная помеха не является белым гауссовым шумом, на входе согласованного фильтра включают обесцвечивающий фильтр. Методы, рассмотренные в указанной литературе, решают одну или две из задач: или задачу борьбы с межсимвольной интерференцией, или задачу борьбы с влиянием нелинейных искажений, или задачу борьбы с аддитивной помехой.

Целесообразно разработать алгоритм согласованной фильтрации, позволяющий добиться одновременного снижения влияния аддитивной помехи, нелинейных искажений сигнала и его многопутевого распространения на правильный приём сообщения.

В работе [15] обосновывается метод борьбы с межсимвольной интерференцией, вызванной линейными искажениями сигнала, основанный на определении веса ортогональности функций, полученных смещением на кратные интервалы времени импульсной характеристики физически реализуемого фильтра. Идея подбора веса ортогональности может быть использована и для достижения поставленной цели.

## Формализация задачи

Пусть  $s_0(t)$  — сигнал, подлежащий передаче по каналу связи с межсимвольной интерференцией (МСИ), вызванной многопутевым распространением сигнала. Кроме того, будем считать, что сигнал подвергается нелинейным искажениям, а в канале действует аддитивный шум (рис. 1).

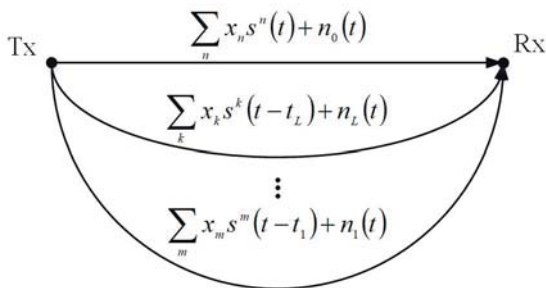


Рис. 1. Распространение сигнала по каналу связи

В этом случае сигнал на входе приемника описывается следующим выражением:

$$z(t) = \sum_{n=1}^N x_n s^n(t) + \sum_{m=1}^M x_m s^m(t - t_1) + \sum_{k=1}^K x_k s^k(t - t_L) + \sum_{e=0}^L n_e(t), \quad (1)$$

где  $x_i$  — случайные коэффициенты, характеризующие нелинейность путей распространения сигнала;  $t_i$  — время задержки сигнала, распространяющегося по второстепенному пути;  $n_i(t)$  — реализация аддитивного шума, действующего на пути распространения сигнала.

Будем считать, что на входе приемника действует реализация аддитивного шума  $N(t)$ , равная:

$$n(t) = \sum_{e=0}^L n_e(t).$$

В сумме (1) выделим неискаженный и незадержанный основной сигнал  $s(t)$ . Перепишем (1) в виде

$$z(t) = s(t) + \sum_{n=2}^N x_n s^n(t) + \sum_{m=1}^M x_m s^m(t - t_1) + \sum_{k=1}^K x_k s^k(t - t_L) + n(t). \quad (2)$$

Обозначим

$$x(t, t_1, \dots, t_L) = \sum_{n=2}^N x_n s^n(t) + \sum_{m=1}^M x_m s^m(t - t_1) + \sum_{k=1}^K x_k s^k(t - t_L). \quad (3)$$

$x(t, t_1, \dots, t_L)$  является аддитивной помехой, вызванной нелинейностями путей распространения и задержками сигнала. С учетом обозначений (3) выражение (2) запишется как:

$$z(t) = s(t) + x(t, t_1, \dots, t_L) + n(t). \quad (4)$$

В силу особенностей формирования помехи с реализациями  $x(t, t_1, \dots, t_L)$  и  $n(t)$  можно считать статистически независимыми. Кроме того, аддитивные помехи  $x(t, t_1, \dots, t_L)$  и  $n(t)$  имеют нулевые математические ожидания, поскольку постоянные составляющие через свободное пространство не передаются, т. е.

$$m_x = 0, \quad m_n = 0.$$

Тогда математическое ожидание смеси (4) равно:

$$m_z = M\{z(t)\} = s(t),$$

т.е. равно полезному сигналу  $s(t)$ .

Таким образом задачу приема сигнала  $s(t)$  можно разделить на два этапа. Первый этап состоит в определении математического ожидания смеси (4) при условии минимизации дисперсии процесса  $z(t)$ . Второй этап сводится к максимизации отношения сигнал-шум в момент времени  $t_0$ , завершающий наблюдения смеси  $z(t)$ .

**Решение задачи**

Пусть первый этап реализуется с помощью устройства, вычисляющего интегральное преобразование

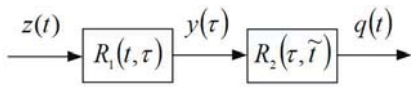
$$y(\tau) = \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) z(t) dt,$$

а второй — интегральное преобразование:

$$q(\tilde{t}) = \int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) y(\tau) d\tau, \tag{5}$$

где  $R_1(t, \tau)$  и  $R_2(\tau, \tilde{t})$  – искомые ядра интегральных преобразований.

Структурная схема приемника показана на рисунке 2.



**Рис. 2.** Структурная схема приемника

Определим математическое ожидание процесса  $y(\tau)$ :

$$\begin{aligned} m_y(\tau) &= M \{ y(\tau) \} = M \left\{ \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) z(t) dt \right\} = \\ &= M \left\{ \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) [s(t) + x(t, t_1, \dots, t_L) + n(t)] dt \right\} = \\ &= \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) [s(t) + M \{ x(t, t_1, \dots, t_L) \} + M \{ n(t) \}] dt = \\ &= \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) [s(t) + m_x + m_n] dt = \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) s(t) dt. \end{aligned}$$

Поскольку требуется чтобы математическое ожидание процесса  $y(\tau)$  было пропорционально сигналу, то

$$\int_0^{t_0} R_1(t, \tau) s(t) dt = s(\tau). \tag{6}$$

Выражение (6) является интегральным преобразованием с воспроизводящим ядром. Сигнал  $s(\hat{t})$  является собственной функцией этого интегрального преобразования.

Наиболее просто реализуется воспроизводящее ядро вида:

$$R_1(t, \tau) = \sum_n \varphi_n(t) \varphi_n(\tau) \rho(t), \tag{7}$$

где  $\varphi_n(t)$  – функции, ортогональные с весом  $\rho(t)$ .

Поскольку  $s(t)$  – собственная функция преобразования (6), то:

$$s(t) = \sum_n a_n \varphi_n(t), \tag{8}$$

где

$$a_k = \frac{1}{\|\varphi_k\|} \int_0^{t_0} s(t) \varphi_k(t) \rho(t) dt,$$

$\|\varphi_k\|$  — норма функции  $\varphi_k(t)$ .

Функции  $\varphi_k(t)$  должны выбираться с учетом требований, предъявляемых к ансамблю сигналов, используемых для передачи информации: эффективной ширины спектра, длительности, форме и т.д. Так, в качестве  $\varphi_k(t)$  могут быть выбраны функции, полученные путем смещения на кратные интервалы времени импульсной характеристики основного канала связи [15]. Ортогонализация таких эквидистантных функций осуществляется путем определения веса ортогональности  $\rho(t)$  [15]. Для этого вес представляется в виде:

$$\rho(t) = \sum_n \sum_m \lambda_{nm} \varphi_n(t) \varphi_m(t), \tag{9}$$

где  $\lambda_{nm}$  – неизвестные коэффициенты, которые являются решением системы линейных уравнений, полученных из условий ортогональности с весом  $\rho(t)$  функций  $\varphi_n(t)$

$$\int_0^{t_0} \varphi_n(t) \varphi_m(\tau) \rho(t) dt = \begin{cases} A_n \neq 0, & n = k, \\ 0, & n \neq k. \end{cases} \tag{10}$$

Определим дисперсию  $D_y(\tau)$  процесса  $y(\tau)$ :

$$D_y(\tau) = M \{ y^2(\tau) \} - m_y^2(\tau) = M \{ y^2(\tau) \} - \left[ \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) s(t) dt \right]^2.$$

Вычислим  $M \{ y^2(\tau) \}$ :

$$\begin{aligned} M \{ y^2(\tau) \} &= M \left\{ \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) [s(t) + x(t, t_1, \dots, t_L) + n(t)] dt \times \right. \\ &\times \left. \int_0^{t_0} R_1(\hat{t}, \tau) [s(\hat{t}) + x(\hat{t}, t_1, \dots, t_L) + n(\hat{t})] d\hat{t} \right\} = \\ &= \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) R_1(\hat{t}, \tau) [s(t) s(\hat{t}) + x(t, t_1, \dots, t_L) s(\hat{t}) + n(\hat{t}) s(t) + \\ &+ x(t, t_1, \dots, t_L) s(\hat{t}) + x(t, t_1, \dots, t_L) x(\hat{t}, t_1, \dots, t_L) + x(t, t_1, \dots, t_L) n(\hat{t}) + \\ &+ n(t) s(\hat{t}) + n(t) x(\hat{t}, t_1, \dots, t_L) + n(t) n(\hat{t})] dt d\hat{t}. \end{aligned}$$

Учтем линейность операций интегрирования и вычисления математического ожидания, и получим:

$$\begin{aligned} M \{ y^2(\tau) \} &= \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) R_1(\hat{t}, \tau) [s(t) s(\hat{t}) + m_x s(t) + m_n s(t) + \\ &+ m_x s(\hat{t}) + B_x(t, \hat{t}) + B_{xn}(t, \hat{t}) + m_n s(\hat{t}) + B_{nx}(t, \hat{t}) + B_n(t, \hat{t})] dt d\hat{t}, \end{aligned}$$

где  $B_x(t, \hat{t})$ ,  $B_n(t, \hat{t})$  – ВКФ процессов  $x(t, t_1, \dots, t_L)$  и  $n(t)$ .

Учтем статистическую независимость процессов  $x(t, t_1, \dots, t_L)$  и  $n(t)$ , т.е. тот факт, что



$$B_{nx}(t, \hat{t}) = B_{xn}(t, \hat{t}) = 0,$$

и то, что они имеют нулевые математические ожидания, и получим:

$$M\{y^2(\tau)\} = \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) R_1(\hat{t}, \tau) [s(t)s(\hat{t}) + B_x(t, \hat{t}) + B_n(t, \hat{t})] dt d\hat{t},$$

Дисперсия процесса  $y(t)$  равна

$$D_y(\tau) = \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) R_1(\hat{t}, \tau) [s(t)s(\hat{t}) + B_x(t, \hat{t}) + B_n(t, \hat{t})] \times \\ \times dt d\hat{t} - \left[ \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) s(t) dt \right]^2 = \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) R_1(\hat{t}, \tau) \times \\ \times [B_x(t, \hat{t}) + B_n(t, \hat{t})] dt d\hat{t}. \quad (11)$$

Минимизацию дисперсии будем проводить путем определения веса  $\rho(t)$  (9) при условиях (6) и (10).

На данном этапе может быть ослаблено влияние МСИ не связанной с многопутевым распространением сигналов, а возникающие в результате переходных процессов в канале связи [15]. Кроме того, можно устранить действие искажений сигналов из-за нелинейности тракта системы передачи информации, ортогонализировав основной сигнал и его искаженные копии.

На входе устройства, реализующего преобразование (5) поступает сигнал  $y(\tau)$  с математическим ожиданием (6) и дисперсией (11).

Без потери общности можно считать, что на вход рассматриваемого устройства поступает аддитивная смесь сигналов  $s(\tau)$  и помехи  $u(\tau)$ :

$$y(\tau) = s(\tau) + u(\tau).$$

Выходной сигнал  $q(\tilde{t})$  имеет вид

$$q(\tilde{t}) = \int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) y(\tau) d\tau = \int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) [s(\tau) + u(\tau)] d\tau.$$

Математическое ожидание  $q(\tilde{t})$  с учетом нулевого математического ожидания помехи  $n(\tau)$  равно:

$$m_q(\tilde{t}) = M \left\{ \int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) [s(\tau) + u(\tau)] d\tau \right\} = \int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) s(\tau) d\tau. \quad (12)$$

Поскольку решение о приеме сигнала  $s(t)$  принимается в момент времени  $t_0$ , то при  $\hat{t} = t_0$ , имеем

$$m_q(t_0) = \int_0^{t_0} R_2(\tau, t_0) s(\tau) d\tau. \quad (13)$$

Используя неравенство Буняковского-Шварца, из (13) получаем

$$m_q(t_0) = \sqrt{\int_0^{t_0} R_2^2(\tau, t_0) d\tau} \int_0^{t_0} s^2(\tau) d\tau.$$

Равенство в этой формуле возможно, если

$$R_2(\tau, t_0) = cs(\tau). \quad (14)$$

Дисперсия процесса  $q(\tilde{t})$  имеет вид

$$D_q(\tilde{t}) = M\{q^2(\tilde{t}) - m_q^2(\tilde{t})\}.$$

Вычислим  $M\{q^2(\tilde{t})\}$ :

$$M\{q^2(\tilde{t})\} = M \left\{ \int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) [s(\tau) + u(\tau)] d\tau \times \int_0^{t_0} R_2(\tau_1, \tilde{t}) [s(\tau_1) + u(\tau_1)] d\tau_1 \right\} = \\ = M \left\{ \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) R_2(\tau_1, \tilde{t}) [s(\tau)s(\tau_1) + s(\tau)u(\tau_1) + u(\tau)s(\tau_1) + u(\tau)u(\tau_1)] d\tau d\tau_1 \right\} \quad (15)$$

Используем линейность операций интегрирования и взятия математического ожидания, и получим то, что  $M\{u(\tau)\} = 0$ , и:

$$M\{q^2(\tilde{t})\} = \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) R_2(\tau_1, \tilde{t}) [s(\tau)s(\tau_1) + B_u(\tau, \tau_1)] d\tau d\tau_1 = \\ = \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) R_2(\tau_1, \tilde{t}) s(\tau)s(\tau_1) d\tau d\tau_1 + \\ + \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) R_2(\tau_1, \tilde{t}) B_u(\tau, \tau_1) d\tau d\tau_1. \quad (16)$$

где  $B_u(\tau, \tau_1)$  — АКФ процесса  $u(\tau)$ .

Преобразуем первое слагаемое равенства (16) и получаем

$$M\{q^2(\tilde{t})\} = \left[ \int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) s(\tau) d\tau \right]^2 + \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) R_2(\tau_1, \tilde{t}) B_u(\tau, \tau_1) d\tau d\tau_1.$$

Таким образом, с учетом (12) и (16), дисперсия процесса  $q(\tilde{t})$  равна

$$D_q(\tilde{t}) = \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) R_2(\tau_1, \tilde{t}) B_u(\tau, \tau_1) d\tau d\tau_1$$

и в момент принятия решения составляет

$$D_q(t_0) = \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_2(\tau, t_0) R_2(\tau_1, t_0) B_u(\tau, \tau_1) d\tau d\tau_1.$$

Учтем выражение (14) и получим

$$D_q(t_0) = \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} c^2 s(\tau)s(\tau_1) B_u(\tau, \tau_1) d\tau d\tau_1.$$

Отношение сигнал-шум на выходе всего устройства записывается как

$$h(\tilde{t}) = \frac{\int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) s(\tau) d\tau}{\sqrt{D_q(\tilde{t})}},$$

и в момент принятия решение составит

$$h(\tilde{t}) = \frac{\int_0^{t_0} s^2(\tau) d\tau}{\sqrt{\int_0^{t_0} \int_0^{t_0} s(\tau) s(\tau_1) B_u(\tau, \tau_1) d\tau d\tau_1}} = \frac{E_s}{\sqrt{\int_0^{t_0} \int_0^{t_0} s(\tau) s(\tau_1) B_u(\tau, \tau_1) d\tau d\tau_1}}, \quad (17)$$

где  $E_s$  — энергия  $s(t)$ .

Выражение (17) описывает выражение сигнал-шум на выходе согласованного с сигналом  $s(t)$  фильтра при поступлении на его вход аддитивной смеси сигнала  $s(t)$  и помехи  $u(t)$  с корреляционной функцией  $B_u(\tau, \tau_1)$ .

Отметим, что если  $u(t)$  — реализация дельта-коррелированного белого шума со спектральной плотностью мощности  $N_0/2$ , то

$$B_u(\tau, \tau_1) = \frac{N_0}{2} s(\tau_1 - \tau).$$

где  $E_s$  Тогда

$$h(t_0) = \frac{E_s}{\sqrt{\int_0^{t_0} \int_0^{t_0} s(\tau) s(\tau_1) \frac{N_0}{2} \delta(\tau_1 - \tau) d\tau d\tau_1}}$$

Откуда, с учетом фильтрующего свойства  $\delta$ -функции, имеем

$$h(t_0) = \frac{E_s}{\sqrt{\frac{N_0}{2} \int_0^{t_0} s^2(\tau) d\tau}} = \sqrt{\frac{2E_s}{N_0}},$$

что не противоречит известному факту.

Определим  $B_u(\tau, \tau_1)$ :

$$q(\tilde{t}) = \int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) y(\tau) d\tau = \int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) z(t) dt d\tau = \int_0^{t_0} R_2(\tau, \tilde{t}) \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) [s(t) + x(t, t_1, \dots, t_L) + n(t)] dt d\tau.$$

Следовательно, в (15)

$$s(\tau) + u(\tau) = \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) [s(t) + x(t, t_1, \dots, t_L) + n(t)] dt = s(\tau) + \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) [x(t, t_1, \dots, t_L) + n(t)] dt.$$

Тогда

$$u(\tau) = \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) [x(t, t_1, \dots, t_L) + n(t)] dt.$$

Откуда

$$B_u(\tau, \tau_1) = M \left\{ \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) [x(t, t_1, \dots, t_L) + n(t)] dt \times \int_0^{t_0} R_1(\hat{t}, \tau_1) [x(\hat{t}, t_1, \dots, t_L) + n(\hat{t})] d\hat{t} \right\} = \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_1(\hat{t}, \tau_1) R_1(t, \tau) [B_x(t, \hat{t}) + B_n(t, \hat{t})] dt d\hat{t}. \quad (18)$$

При выводе (18) учтены линейность операций интегрирования и взятия математического ожидания, а также тот факт, что ВКФ процессов  $x(t, t_1, \dots, t_L)$  и  $n(t)$  равны нулю в силу статистической независимости этих процессов.

Таким образом отношение сигнал-шум (17) имеет вид:

$$h(t_0) = \frac{E_s}{\sqrt{\int_0^{t_0} \int_0^{t_0} s(\tau) s(\tau_1) \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_1(\hat{t}, \tau_1) R_1(t, \tau) [B_x(t, \hat{t}) + B_n(t, \hat{t})] dt d\hat{t} d\tau d\tau_1}}. \quad (19)$$

В частном случае, когда многопутевое распространение и нелинейные искажения сигнала отсутствуют, т.е.  $B_x(t, \hat{t}) = 0$ , имеем

$$h(t_0) = \frac{E_s}{\sqrt{\int_0^{t_0} \int_0^{t_0} s(\tau) s(\tau_1) \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_1(\hat{t}, \tau_1) R_1(t, \tau) B_n(t, \hat{t}) dt d\hat{t} d\tau d\tau_1}}$$

Если при этом  $B_u(t, \hat{t}) = \frac{N_0}{2} \delta(\hat{t} - t)$  — АКФ

$\delta$ -коррелированного белого шума, то

$$h(t_0) = \frac{E_s}{\sqrt{\int_0^{t_0} \int_0^{t_0} s(\tau) s(\tau_1) \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_1(\hat{t}, \tau_1) R_1(t, \tau) \frac{N_0}{2} \delta(\hat{t} - t) dt d\hat{t} d\tau d\tau_1}} = \frac{E_s}{\sqrt{\frac{N_0}{2} \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} s(\tau) s(\tau_1) \int_0^{t_0} R_1(t, \tau_1) R_1(t, \tau) dt d\tau d\tau_1}} = \frac{E_s}{\sqrt{\frac{N_0}{2} \int_0^{t_0} \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) s(\tau) d\tau \int_0^{t_0} R_1(t, \tau_1) s(\tau_1) d\tau_1 dt}} = \frac{E_s}{\sqrt{\frac{N_0}{2} \int_0^{t_0} \left[ \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) s(\tau) d\tau \right]^2 dt}} \quad (20)$$

Поскольку выполняется (7), то

$$v(t) = \int_0^{t_0} R_1(t, \tau) s(\tau) d\tau = \int_0^{t_0} \sum_n \varphi_n(t) \rho_n(\tau) \rho(t) s(\tau) d\tau.$$

Если  $\varphi_n(t)$  обладает двойной ортогональностью, т.е. они ортогональны с весом  $\rho(t)$  и с единичным весом, то при выполнении условия (8)

$$v(t) = s(t) \rho(t).$$

В этом случае отношение сигнал-шум (20) приобретает вид:

$$h(t_0) = \frac{E_s}{\sqrt{\frac{N_0}{2} \int_0^{t_0} s^2(t) \rho^2(t) dt}} = \sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sqrt{\frac{E_s}{\int_0^{t_0} s^2(t) \rho^2(t) dt}}.$$

Следовательно, отношение сигнал-шум зависит от множителя:

$$A = \sqrt{\frac{E_s}{\int_0^{t_0} s^2(t) \rho^2(t) dt}}.$$

Таким образом при определении  $\rho(t)$  необходимо исходить из следующих соображений:

1. Вес  $\rho(t)$  должен обеспечивать максимум выражения (19)  $h(t_0) = \max$ ;
2. Функция  $\rho(t)$  должна удовлетворять условиям ортогональности функций  $\varphi_n(t)$  (10).

### Заключение

Предложенный двухступенчатый алгоритм согласованной фильтрации позволяет одновременно снизить влияние нелинейных искажений, межсимвольных помех, возникающей вследствие многопутевого распространения, и аддитивной помехи на правильный приём сигнала. Сигналы искаженные и задержанные во времени относительно основного сигнала предложено рассматривать как аддитивную помеху.

Согласованный фильтр представляет собой двух каскадно соединенных линейных устройств. Алгоритм работы первого устройства описывается с помощью линейного интегрального преобразования с воспроизводящим ядром. Моделью полезного сигнала, в этом случае, является собственная функция этого интегрального преобразования. Второе устройство представляет собой классический согласованный с полезным сигналом фильтр.

Для решения поставленной задачи необходимо знать корреляционные функции и взаимные корреляционные функции помех. Минимизация дисперсии рассматриваемой помехи на выходе предложенного фильтра осуществляется путем подбора веса ортогональности.

### Источник финансирования

Работа выполнена в рамках субсидии Минобрнауки России на трудоустройство выпускников 2020 года на научно-исследовательские позиции в 2021 году.

### Литература

1. Поляков П.Ф. Приём сигналов в многолучевых каналах. М.: Радио и связь, 1986. 248 с.
2. Korennoi A.V., Mezhuiev A.M., Revin V.S. The adaptive algorithm receiving multipath signals in the high frequency communication channel based on the estimation of its impulse response // J. Sib. Fed. Univ. Eng. technol., vol. 10, no. 2, pp. 200-210, 2017.
3. Zhang W., Xiao Y., Sun S., Zhang H. Blind Separation of Closely-Spaced Multipath Signals Using an STFT-MUSIC Algorithm // 2020 15th IEEE International Conference on Signal Processing (ICSP), pp. 462-466, 2020.
4. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи // Нижний Новгород: Изд-во ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2011. 368 с.
5. Стругов Ю.Ф., Семенов А.М., Добровольский С.М., Батырев И.А. Стохастическое моделирование каналов с аддитивными и мультипликативными помехами. Схема реализации // МСнМ. 2015. №2 (34). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/stokhasticheskoe-modelirovanie-kanalov-s-additivnymi-i-multiplikativnymi-pomehami-shema-realizatsii> (дата обращения: 01.07.2022).
6. Абенюв Р.Р., Рогожников Е.В., Крюков Я.В., Покаместов Д.А., Абенюва П.А. Экспериментальное исследование системы передачи на основе FBMC/OQAM // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2021. №6. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/eksperimentalnoe-issledovanie-sistemy-peredachi-na-osnove-fbmc-oqam> (дата обращения: 01.07.2022).
7. Аверина Л.И., Каменцев О.К., Лафицкий А.Ю., Чаркин Д.Ю. Повышение помехоустойчивости системы связи на одной несущей в условиях многолучевого распространения // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика, №2. С. 5-13, 2018.
8. Sklar B. Digital communications. Fundamentals and Applications // Communications Engineering Services, Tarzana, California and University of California, Los Angeles, 2001. 1011 p.
9. Xi-Hai J., Xiao-Lin W., Qi Y., Tao W. Research on Frequency-domain Adaptive Line Enhancement Based on Pre-whitening Matched Filter // 2021 OES China Ocean Acoustics (COA), pp. 748-752, 2021.
10. Zhang H., Luo J., Chen X., Liu Q., Zeng T. Whitening filter for mainlobe interference suppression in distributed array radar // 2016 CIE International Conference on Radar (RADAR), pp. 1-5, 2016.
11. Diaz-Santos J.A., Wage K.E. Improving whitening filter design using broadband snapshots // OCEANS 2016 MTS/IEEE Monterey, pp. 1-7, 2016.
12. Peng W., Zhu Y., Samina C., Kan C., Li Z., Cui Y., Zhu F., Bai Y. Adaptive noise whitening filter and its use with maximum likelihood sequence estimation // 2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), pp. 1-3, 2016.
13. Baykal B. Blind matched filter receiver // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 51, no. 2, pp. 379-390, 2004.
14. Shu F., Wang J., Li J., Chen R., Chen W. Pilot Optimization, Channel Estimation, and Optimal Detection for Full-Duplex OFDM Systems With IQ Imbalances // IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 66, no. 8, pp. 6993-7009, 2017.
15. Дегтярев А.Н. Ортогонализация функций и повышение помехоустойчивости высокоскоростных систем передачи информации. М.: Вузовский учебник. Инфра-М, 2015. 152 с.

## TWO-STAGE ALGORITHM FOR CONSISTENT SIGNALS FILTERING

**ANDREY N. DEGTYAREV**

Sevastopol, Russia, roma.perov@list.ru

**ALEXANDER S. KOZHEMYAKIN**

Sevastopol, Russia, laos-82@yandex.ru

**IGOR L. AFONIN**

Sevastopol, Russia, nemo4ka74@gmail.com

**GENNADY V. SLEZKIN**

Sevastopol, Russia, ksi-2016@yandex.ru

**ALEXANDER L. POLYAKOV**

Sevastopol, Russia, AL\_Polykov@inbox.ru

### ABSTRACT

**Introduction.** Introduction. To combat inter-symbol interference resulting from multipath signal propagation, spreading of the signal frequency spectrum, channel equalizing, OFDM-multiplexing with orthogonal frequency division of channels is used. To reduce the influence of non-linear signal distortions, methods of pre-distortion, diversity reception, as well as special algorithms for digital processing of the demodulator output signal are used. The effect of additive noise is reduced by using a filter matched to the signal. **Objective.** It is advisable to develop a matched filtering algorithm that allows one to simultaneously reduce the influence of additive noise, non-linear signal distortions and its multipath propagation on the correct message reception. The idea of selecting the orthogonality weight can also be used to achieve the goal. **Result.** To reduce the influence of non-linear distortions on the correct reception of a message under conditions of multipath signal propagation and additive interference, it is proposed to use two stages of signal processing. The first step is to minimize the noise dispersion caused by intersymbol interference and non-linear signal distortions. The specified dispersion is minimized by determining the orthogonality weight of the basis functions that make up the signal. The second step is to use a classic matched filter. The proposed two-stage matched filtering algorithm makes it possible to simultaneously reduce the influence of non-linear distortions, intersymbol interference resulting from multipath propagation, and additive interference on the correct signal reception. Signals distorted and delayed in time relative to the main signal are proposed to be considered as additive interference.

### REFERENCES

1. P.F. Polyakov (1986). Reception of signals in multipath channels. Moscow: Radio and communication. 248 p.
2. A.V. Korennoi, A.M. Mezhev, V.S. Revin (2017). The adaptive algorithm receiving multipath signals in the high frequency communication channel based on the estimation of its impulse response. *J. Sib. Fed. Univ. Eng. technol.*, vol. 10, no. 2, pp. 200-210.
3. W. Zhang, Y. Xiao, S. Sun, H. Zhang (2020). Blind Separation of Closely-Spaced Multipath Signals Using an STFT-MUSIC Algorithm. 2020 15th IEEE International Conference on Signal Processing (ICSP), pp. 462-466.

### INFORMATION ABOUT AUTHORS:

**Andrey N. Degtyarev**, Sevastopol State University, PhD, Associate Professor, Sevastopol, Russia

**Alexander S. Kozhemyakin**, Sevastopol State University, PhD student, Sevastopol, Russia

**Igor L. Afonin**, Sevastopol State University, Doctor of Technical Sciences, Professor, Sevastopol, Russia

**Gennady V. Slezkin**, Sevastopol State University, engineer, Sevastopol, Russia

**Alexander L. Polyakov**, Sevastopol State University, PhD, Associate Professor, Sevastopol, Russia

**KEYWORDS:** *nonlinear distortion, multipath signal propagation, mathematical expectation, variance, minimization, orthogonality weight, matched filter, integral transformations.*

4. V.T. Ermolaev, A.G. Flaksman (2011). Theoretical foundations of signal processing in wireless communication systems. Nizhny Novgorod: Izd. N.I. Lobachevsky. 368 p.

5. Yu.F. Strugov, A.M. Semenov, S.M. Dobrovolsky, I.A. Batyrev (2015). Stochastic modeling of channels with additive and multiplicative noise. Implementation scheme. *MSiM*. No. 2 (34). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/stokhasticheskoe-modelirovanie-kanalov-s-additivnymi-i-multiplikativnymi-pomehami-shema-realizatsii> (Accessed 07/01/2022).

6. R.R. Abenov, E.V. Rogozhnikov, Ya.V. Kryukov, D.A. Pokamestov, P.A. Abenova (2022). Experimental study of a transmission system based on FBMC/OQAM. *Izvestiya vuzov Rossii. Radioelectronics*. No.6. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/eksperimentalnoe-issledovanie-sistemy-peredachi-na-osnove-fbmc-oqam> (Accessed 07/01/2022).

7. L.I. Averina, O.K. Kamentsev, A.Yu. Lafitsky, D.Yu. Charkin (2018). Improving the noise immunity of a communication system on one non-existent in conditions of multipath propagation. *Bulletin of the Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics*. No. 2. pp. 5-13.

8. B. Sklar (2001). Digital communications. Fundamentals and Applications. *Communications Engineering Services*, Tarzana, California and University of California, Los Angeles. 1011 p.

9. J. Xi-Hai, W. Xiao-Lin, Y. Qi, W. Tao (2021). Research on Frequency-domain Adaptive Line Enhancement Based on Pre-whitening Matched Filter. *2021 OES China Ocean Acoustics (COA)*, pp. 748-752.

10. H. Zhang, J. Luo, X. Chen, Q. Liu, T. Zeng (2016). Whitening filter for mainlobe interference suppression in distributed array radar. *2016 CIE International Conference on Radar (RADAR)*, pp. 1-5.

11. J.A. Diaz-Santos, K.E. Wage (2016). Improving whitening filter design using broadband snapshots. *OCEANS 2016 MTS/IEEE Monterey*, pp. 1-7.

12. W. Peng, Y. Zhu, C. Samina, C. Kan, Z. Li, Y. Cui, F. Zhu, Y. Bai (2016). Adaptive noise whitening filter and its use with maximum likelihood sequence estimation. *2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, pp. 1-3.

13. B. Baykal (2004). Blind matched filter receiver. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 51, no. 2, pp. 379-390.

14. F. Shu, J. Wang, J. Li, R. Chen, W. Chen (2017). Pilot Optimization, Channel Estimation, and Optimal Detection for Full-Duplex OFDM Systems With IQ Imbalances. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 8, pp. 6993-7009.

15. A.N. Degtyarev (2015). Orthogonalization of functions and improvement of noise immunity of high-speed information transmission systems. Moscow: High school textbook. *Infra-M*. 152 p.

**IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE**

# **«2022 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications» (SYNCHROINFO-2022)**

**29 июня – 1 июля 2022 года,  
г. Архангельск**

## **СЕКЦИИ КОНФЕРЕНЦИИ:**

1. Инфокоммуникационные системы и устройства синхронизации
2. устройства генерирования и формирования сигналов
3. Системы и устройства приема и обработки сигналов
4. Специальная секция: “Проблемы СВЧ электроники” им. В.А. Солнце
5. Фотоника и математика для движущихся объектов

**Доклады участников конференции на английском языке будут включены в Программу Публикаций Конференций IEEE (IEEE Conference Publication Program (CPP)) – IEEE Explore, возможна индексация в Scopus и WoS**

**Язык предоставления материалов английский + русский (по желанию)**

**Доклады участников конференции на русском языке будут опубликованы в журнале “СИНХРОИНФО” и размещены в РИНЦ**

**Оргкомитет конференции:**

**Тел.: +7(926) 218-82-43**

**Адрес для отправки заявок и материалов: [synchroconf@media-publisher.ru](mailto:synchroconf@media-publisher.ru)**

**ОРГАНИЗАТОРЫ:**

Институт Инженеров Электротехники и Электроники (ИЭЭЭ)  
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП)  
Издательский дом "Медиа Паблишер"

**IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE**

**«WAVE ELECTRONICS AND ITS  
APPLICATION IN INFORMATION AND  
TELECOMMUNICATION SYSTEMS»  
(WECONF-2022)**

**30 мая - 3 июня 2022 года, г. Санкт-Петербург,**

Санкт-Петербургский государственный университет  
аэрокосмического приборостроения (ГУАП)

Доклады участников конференции будут включены в Программу Публикаций Конференций IEEE  
(IEEE Conference Publication Program (CPP)) – **IEEE Explore**, возможна индексация в **Scopus**

**Секции конференции:**

1. Акустоопти
2. Акустоэлектрони
3. Оптические методы обработки информац
4. Обработка и передача информации в инфокоммуникационных систем
5. Круглый стол "Акустооптика и акустоэлектроника: проблемы, перспективы и области применени
6. Встроенные микроэлектронные систе
7. Электромеханика и системы управлен
8. Моделирование и ситуационное управление качеством в радиоэлектронике и приборостроен
9. Приборостроение и интеллектуальные транспортне систе

**Оргкомитет конференции:**

**Тел.: +7(926) 218-82-43**

Адрес для отправки заявок и материалов: [weconf@media-publisher.ru](mailto:weconf@media-publisher.ru)





doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-41-48

# ВЫЯВЛЕНИЕ УГРОЗ НА ОСНОВЕ ОГРАНИЧЕННОГО НАБОРА ДАННЫХ ПРИ ОЦЕНКЕ СИСТЕМ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ И МЕРОПРИЯТИЙ ПО ИХ РЕАЛИЗАЦИИ

**ВОРОНИН**

**Евгений Алексеевич<sup>1</sup>**

**КОЗЛОВ**

**Сергей Витальевич<sup>2</sup>**

**КУБАНКОВ**

**Александр Николаевич<sup>3</sup>**

## АННОТАЦИЯ

**Введение.** Для оперативного и эффективного обеспечения безопасности сложных технических систем и мероприятий по их реализации, необходимо применять методы прогнозирования угроз и выбора оптимальной стратегии предотвращения их последствий. Угрозы безопасности относительно жизненного цикла систем, создаваемых в условиях цифровой экономики, принято определять по уровню и вероятности состояний внешних, воздействующих факторов, обуславливающих устойчивость и работоспособность системы поддержки их жизненного цикла, в качестве которой рассматривается экономическая система. С точки зрения теории систем и системного анализа эти факторы принято называть переменными состояниями внешней среды. Они имеют случайный характер и при математическом описании могут быть непрерывными, дискретными или категориальными. **Цель исследования.** при малом количестве наблюдений, времени эксплуатации системы и отсутствии ожидаемых событий возникает проблема достоверности или невозможности получения необходимых оценок вероятностей состояний или угроз. Целью исследования является проверка пригодности использования априорной информации или байесовской статистики для решения этой проблемы. **Методы.** Методы аппроксимации и сглаживания широко используются и хорошо себя зарекомендовали при прогнозировании устойчивых, эргодических, однородных и обратимых процессов. В результате применения таких методов прогноза получают численные значения прогнозируемой переменной и погрешность её оценки. Методы математического моделирования, как правило, основаны на решении уравнений в конечных разностях. При этом параметры этих уравнений находятся методами аппроксимации и регуляризации. Результатом таких методов прогнозирования являются численные значения прогнозируемой переменной. **Результаты.** Дискретные значения переменных внешней среды фиксируются в виде таблиц или числовых последовательностей. Категориальные переменные имеют смысл логических или булевых значений и регистрируются в виде таблиц. **Практическая значимость.** Прогнозирование категориальных переменных, исходя из математического определения безопасности, необходимо производить с помощью оценки вероятности их проявления и воздействия на систему поддержки жизненного цикла систем и мероприятий, как сложных технических систем. Основной проблемой при этом является недостаточность объема статистических данных для получения оценок с достаточным уровнем доверия и сжатые сроки принятия решений. **Обсуждение.** В представляемой работе изложен Байесовский подход и метод оценки вероятностей угроз на ограниченном наборе потока данных. Учитывая универсальный характер представленного методического подхода к оценке уровня угроз на ограниченном наборе данных применительно к оценке безопасности системы поддержки жизненного цикла бортовых систем, представляется возможным получать ее текущие оценки и на их основе своевременно вырабатывать необходимые меры по корректировке организационных, организационно-ресурсных и технико-технологических процессов в жизненном цикле систем.

## Сведения об авторах:

<sup>1</sup> д.т.н., с.н.с., ведущий научный сотрудник, Федеральный исследовательский центр "Информатика и управление" РАН, Москва, Россия, e.voronin1@gmail.com

<sup>2</sup> к.т.н., с.н.с., руководитель отделения, Федеральный исследовательский центр "Информатика и управление" РАН, Москва, Россия, sv\_kozlov@mail.ru

<sup>3</sup> д.в.н., профессор, заведующий кафедрой, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, a.n.kubankov@mtuci.ru

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** система поддержки жизненного цикла сложных технических систем, безопасность, информационная безопасность, экономическая безопасность, вероятность, машинное обучение, экономические и функциональные риски, теорема Байеса.

**Для цитирования:** Воронин Е.А., Козлов С.В., Кубанков А.Н. Выявление угроз на основе ограниченного набора данных при оценке систем обеспечения безопасности и мероприятий по их реализации // Научные исследования в космических исследованиях Земли. 2022. Т. 14. № 3. С. 41-48. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-41-48

## Введение

Успешное создание и эффективное применение систем и мероприятий, как сложных технических систем во многом определяется системным подходом к организации и обеспечению поддержки их жизненного цикла, своевременным выявлением и адекватной оценкой угроз. При оценке безопасности систем и мероприятий, прогнозирование угроз является одной из основных задач. Особенности функционирования систем и мероприятий определяет виды и значимость негативного проявления угроз. Достоверный и своевременный прогноз позволяет выбрать и применить наиболее адекватные и эффективные меры противодействия угрозам. Угрозы в теории безопасности принято определять по уровню и вероятности состояний внешних воздействующих факторов, обуславливающих устойчивость и работоспособность защищаемой системы [1-4].

Определение безопасности [wiki]. «Безопасность – это состояние объекта, в котором он либо не подвергается негативному воздействию, либо успешно противостоит такому воздействию, продолжая нормально функционировать» наиболее привлекательно и полно, так как оно отражает свойства окружающей среды и самой системы, которая функционирует в этой среде. В этом определении представляется возможность использования единого нормируемого показателя и теорией его использования, изложенной в [5].

В такой формулировке воздействие внешней среды можно описать перечислением её воздействий с соответствующими вероятностями наблюдения, т.е. вероятность различного вида угроз

$$V = \{v_i, p(v_i), i = 1..n\}, \quad (1)$$

где  $v_i$  –  $i$ -й вид угрозы,  $p(v_i)$  – вероятность его наблюдения.

Свойство системы противостоять внешним воздействиям можно охарактеризовать вероятностью сохранения заданного поведения при  $i$ -м виде угрозы, т.е. для множества внешних воздействий построить множество

$$Q = \{q(v_i), i = 1..n\}. \quad (2)$$

По принятому определению безопасности для  $i$ -й угрозы, используя формулу полной вероятности, можно записать

$$P(v_i) = (1 - p(v_i)) + p(v_i)q(v_i), \quad (3)$$

где  $P(v_i)$  – вероятность сохранения работоспособности в заданном (рабочем) состоянии при возможном внешнем  $v_i$  – внешнем воздействии,  $(1 - p(v_i))$  – вероятность отсутствия внешнего  $v_i$  воздействия,  $p(v_i)q(v_i)$  – вероятность того, что внешнее воздействие происходит, но успешно отражается системой резервирования и обеспечения безопасности.

Внешние угрозы и факторы, характеризующие их, с точки зрения теории систем и системного анализа, принято называть переменными состояниями внешней среды. Они имеют случайный характер и при математическом описании могут быть непрерывными, дискретными или категориальными.

Непрерывные переменные, при их регистрации, представляются в виде графиков или регистрограмм. Для статистической и математической обработки они переводятся в формат

таблиц или дискретный вид, что, фактически, их сводит к дискретному виду. Дискретные значения переменных внешней среды фиксируются в виде таблиц или числовых последовательностей.

Категориальные переменные имеют смысл логических или булевых значений и регистрируются в виде таблиц или последовательности чисел «0» или «1». Ноль, когда угрожающий фактор отсутствует или не воздействует, единица, когда он наблюдается, воздействует или ожидается.

Из определения и представления непрерывных и дискретных переменных следует, что прогнозирование их значений сводится к прогнозированию числовых рядов [6-11]. Прогнозирование категориальных переменных, исходя из математического определения безопасности, необходимо производить с помощью оценки вероятности их проявления и воздействия на защищаемую систему. Прогнозирование числовых последовательностей можно проводить двумя, принципиально разными методами:

- методами аппроксимации и сглаживания [8,9],
- методами математического моделирования процессов, определяющих значения прогнозируемого параметра [10,11].

Методы аппроксимации и сглаживания широко используются и хорошо себя зарекомендовали при прогнозировании устойчивых, эргодических, однородных и обратимых процессов. В результате применения таких методов прогноза получаются численные значения прогнозируемой переменной и погрешность её оценки. Методы математического моделирования, как правило, основаны на решении уравнений в конечных разностях. При этом параметры этих уравнений находятся методами аппроксимации и регуляризации. Результатом таких методов прогнозирования являются численные значения прогнозируемой переменной.

Следует заметить, что для оценки уровня вероятности угроз, в соответствии математической методикой оценки безопасности, необходимо, полученные этими двумя вышеуказанными методами оценки угрожающих факторов, отобразить в вероятностное пространство опасности их значений [5,10,12]. Это влечет необходимость найти или разработать соответствующие математические методы и методики.

**Основная часть.** Если набор ожидаемых угроз представить в виде дискретного пространства состояний, то решение задачи прогнозирования и оценки уровня опасности угроз можно свести к расчету их вероятностей состояний. Одним из распространенных методов решения этой задачи является использование методов теории дискретных марковских процессов [13,14].

Существует два вида описания марковских процессов: марковские процессы с дискретным временем и марковские процессы с непрерывным временем. Описание первого типа строится на конечно-разностных уравнениях. Описание второго типа на дифференциальных уравнения Комогорова [13].

В соответствии с уравнениями, описывающими дискретный марковский процесс с дискретным временем, если имеется вектор состояния дискретного марковского процесса, отображающий вероятности его состояний в момент времени  $n$ , то в момент времени  $(n+1)$  он будет иметь значения, определяемые уравнением [13]

$$P^T \{x(n+1)\} = P^T \{x(n)\}A, \quad (4)$$

где  $P^T \{x(n+1)\}$  – значения транспонированного вектора вероятностей состояний в  $(n+1)$ -й момент времени,  $P^T \{x(n)\}$  – значения транспонированного вектора вероятностей состояний в  $n$ -й момент времени,  $A$  – матрица переходных вероятностей марковского, случайного процесса, т.е.

$$A = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{1j} & p_{1N} \\ p_{21} & p_{22} & p_{2j} & p_{2N} \\ p_{i1} & p_{i2} & p_{ij} & p_{iN} \\ p_{N1} & p_{N2} & p_{Nj} & p_{NN} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где  $p_{ij}$  – вероятность перехода системы из состояния  $i$  в состояние  $j$ .

Для  $k$ -го момента времени после  $n$ -го, вектор вероятностей состояний будет иметь вид

$$P^T \{x(n+k)\} = P^T \{x(n)\}A^k, \quad (6)$$

т.е. зная вектор вероятностей начального состояния в момент времени  $n$ , представляется возможность вычислить его в любой, следующий момент времени. Это свойство широко используется в машинном обучении с подкреплением [15,16].

Остается вопрос, как найти  $P^T \{x(n)\}$  и  $p_{ij}$  для всех  $ij$ ?

Для этого преобразуем пространство состояний наблюдаемой системы в ряд категориальных переменных, соответствующий множеству ожидаемых угроз, т.е.

$$\{x_i, i = 1..N\} \rightarrow \{s_k, k = 1..N_s\}, \quad (7)$$

где  $N$  – количество состояний дискретного марковского процесса,  $N_s$  – число категориальных переменных или ожидаемых угроз,  $x_t$  – значение наблюдаемой переменной,  $s_k$  – значение категориальной переменной.

При этом, категориальным переменным можно присвоить значения уровней опасности угроз в зависимости от численных значений наблюдаемой переменной, а вероятности состояний категориальных переменных будут соответствовать вероятностям угроз.

Для построения набора категориальных переменных в пространстве значений наблюдаемых переменных  $(x_{i\max} - x_{i\min})$  выделим  $N_s$  интервалов, соответствующих угрожающим состояниям, и примем условия

$$(x_i \in N_k) \rightarrow (s_k = 1), \quad (8)$$

т.е. если  $x_i$  попадает в  $N_k$  интервал, то категориальная переменная  $s_k$  принимает значение «1».

По определению набора категориальных переменных размерность матрицы переходных вероятностей  $A$  будет равна  $(N_s, N_s)$ .

Для вычисления элементов вектора состояний  $P\{x(n)\}$  и элементов матрицы переходных вероятностей  $A = \left\| a_{ij} \right\|, i, j = N_k$  построим таблицу 1.

Таблица 1

$n_i$	$n_{ij}$					
$n_1$	$n_{11}$	$n_{12}$	...	$n_{1j}$	...	$n_{1N_s}$
$n_2$	$n_{21}$	$n_{22}$	...	$n_{2j}$	...	$n_{2N_s}$
...	...	...	...	...	...	...
$n_i$	$n_{i1}$	$n_{i2}$	...	$n_{ij}$	...	$n_{iN_s}$
...			...		...	$n_{N_s}$
$n_{N_s}$	$n_{N_s1}$	$n_{N_s2}$	...	$n_{N_sj}$	...	$n_{N_sN_s}$

Таблица числа попаданий значений числового ряда наблюдаемого процесса  $x_i$  в интервалы соответствующие истинным значениям категориальных переменных и числа переходов случайного процесса из одного состояния  $i$  в смежное состояние  $j, n_{ij}$ . Она заполняется путем последовательного прохода по числовому ряду наблюдений за состоянием фактора угроз.

Если эта таблица заполнена, то вероятности состояний категориальных переменных вычисляются по формуле

$$P\{s_k = 1\} = \frac{n_k}{\sum_{i=1}^k n_i}, \quad (9)$$

а вероятность переходов из состояния  $i$  в состояние  $j$ , т.е.  $p_{ij}$  будет равна

$$p_{ij} = \frac{n_{ij}}{n_i}. \quad (10)$$

Для исключения неопределенности при  $n_i = 0$  и  $n_{ij} = 0$  примем условие

$$(n_i = 0) \wedge (n_{ij} = 0) \rightarrow (p_{ij} = 0). \quad (11)$$

Процесс последовательного заполнения приведенной таблицы при наблюдении за безопасностью системы и пересчет вероятностей по формулам (6), (7) есть не что иное, как алгоритм машинного обучения с подкреплением [15,16] т.к. система прогнозирования угроз постоянно уточняет их динамические характеристики. При этом для исключения влияния устаревших данных на полученные оценки вероятностей длину цифровой последовательности следует ограничить и

поддерживать постоянной, т.е. если добавлено  $k$  новых значений, то необходимо удалить  $k$  устаревших значений. Длина расчётной выборки исходных данных определяется экспериментально с учетом трендов и периодичности.

Однако при малом количестве наблюдений, времени эксплуатации системы и отсутствии ожидаемых событий возникает проблема достоверности или невозможности получения необходимых оценок вероятностей состояний или угроз. Возможным решением этой проблемы может быть использование априорной информации или байесовская статистика [17-19].

В соответствии с Байесовском подходом, угрозы можно определить, как гипотезы, а их вероятности, как вероятности угроз, т.е.

$$P(x_i) \rightarrow P(h_i), \quad (12)$$

где  $h_i$  –  $i$ -я гипотеза.

По формуле Байеса

$$f(h_i | x_1, x_2, \dots, x_k) = \frac{P(x_1, x_2, \dots, x_k | h_i) \pi(h_i)}{P(x_1, x_2, \dots, x_k)}, \quad (13)$$

где  $f(h_i | x_1, x_2, \dots, x_k)$  – апостериорная функция распределения вероятность гипотезы или  $h_i$  – угрозы при наличии наблюдений  $x_1, x_2, \dots, x_k$  – подтверждающих ее возможность,

$P(x_1, x_2, \dots, x_k | h_i) \pi(h_i)$  – вероятность этих наблюдений при выбранной гипотезе,  $\pi(h_i)$  – априорная функция распределения плотности вероятности этой гипотезы,  $P(x_1, x_2, \dots, x_k)$  – вероятность этих наблюдений.

Для вычисления вероятности  $P(h_i)$  – угрозы необходимо заметить, что формула (13) является ее функцией плотности распределения, и тогда, в соответствии с принципом максимального правдоподобия наблюдаемых событий она может быть найдена из соотношения

$$P(h_i) = \arg \max_{h_i} [P(x_1, x_2, \dots, x_k | h_i) \pi(h_i)]. \quad (14)$$

Вид функций распределения  $f(\cdot)$  и  $\pi(\cdot)$  зависит от наблюдаемой схемы событий и вида используемых математических моделей: с дискретным или непрерывным временем. Случайный процесс с дискретным временем и дискретными состояниями, достаточно объективно, описывается по схеме Бернулли, а его вероятности состояний представляется в виде биномиального распределения [13,17,19],

$$P(m | h) = C_n^m h^m (1-h)^{n-m}, \quad (15)$$

где  $h = p_{ij}$ ,  $m = n_{ij}$ ,  $n = n_i$ .

При этом, в качестве априорного распределения вероятности  $\pi(h)$  наиболее подходящим будет согласованное с ним бета распределение.

Для рассматриваемого случая бета распределение переходной вероятности  $p_{ij} = h_i$ , будет иметь вид

$$\begin{aligned} \pi(h_i) &= B(h_i | n_{ij}^a, n_i^a - n_{ij}^a) = \\ &= \frac{1}{B(n_{ij}^a, n_i^a - n_{ij}^a)} h_i^{n_{ij}^a - 1} (1-h_i)^{n_i^a - n_{ij}^a - 1}, \end{aligned} \quad (16)$$

где  $n_{ij}^a$  и  $n_i^a$  априорное число наблюдений.

Если в результате наблюдений на заданном промежутке времени наблюдалось  $m_{ij}^r$  и  $n_i^r$  событий то, в следствии свойства согласованности Пуассоновского распределения с биномиальным распределением, апостериорное распределение  $\pi(h_i)$  будет так же бета распределением вида

$$\begin{aligned} \pi(p_{ij}) &= \pi(h_i) = B(h_i | n_{ij}^a + n_{ij}^r, n_i^a + n_i^r) = \\ &= \frac{1}{B(n_{ij}^a + n_{ij}^r, n_i^a + n_i^r)} h_i^{n_{ij}^a + n_{ij}^r - 1} (1-h_i)^{n_i^a + n_i^r - n_{ij}^a - n_{ij}^r - 1}. \end{aligned} \quad (17)$$

где  $n_{ij}^a, n_{ij}^r$  – априорное и апостериорное число наблюдаемых, угрожающих событий,  $n_i^a, n_i^r$  – априорное и апостериорное общее число наблюдаемых, угрожающих событий.

Значение наиболее вероятной переходной вероятности, как наиболее вероятного параметра биномиального распределения находится из выражения

$$\begin{aligned} P_{ij} &= \max \pi(h_i) = \arg \max_{h_i} (B(h_i | n_{ij}^a + n_{ij}^r, n_i^a + n_i^r - n_{ij}^a - n_{ij}^r) = \\ &= \arg \max_{h_i} \frac{1}{B(h_i | h_i | n_{ij}^a + n_{ij}^r, n_i^a + n_i^r - n_{ij}^a - n_{ij}^r)} \times \\ &\times h_i^{(n_{ij}^a + n_{ij}^r - 1)} (1-h_i)^{(n_i^a - n_{ij}^a + n_i^r - n_{ij}^r - 1)}. \end{aligned} \quad (18)$$

Важным свойством полученного апостериорного распределения является то, что оно дает наиболее вероятное значение переходной вероятности, но и позволяет оценить диапазоны отклонений, путем интегрирования ее, в заданных диапазонах.

Снижение разброса оценки ожидаемой переходной вероятности при разных объемах наблюдений наглядно представляют графики бета распределений рисунке 1.

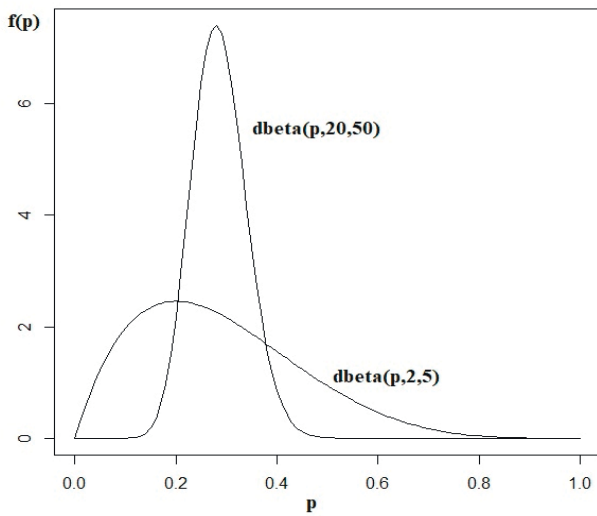


Рис. 1. Графики плотности вероятности бета распределения при  $dbeta(P_{ij}, n_{ij} = 2, n_i - n_{ij} = 5, u_{ij} = 20, n_i - n_{ij} = 50)$

Если марковский процесс проявления угроз наблюдается как случайный процесс с непрерывным временем, то он может быть описан системой обыкновенных дифференциальных уравнений Колмогорова

$$\frac{dP_i(t)}{dt} = f_i(P_i(t), \lambda_{ij}, i, j = 1..N), \quad (19)$$

где  $P_i(t)$  – вероятность  $i$ -го состояния случайного процесса или вероятность  $i$ -й угрозы,  $\lambda_{ij}$  – условная вероятность перехода случайного процесса из состояния  $i$  в состояние  $j$ .

Для решения этих дифференциальных уравнений и, соответственно, вычисления вероятностей угроз, необходимо найти значения условных, переходных вероятностей  $\lambda_{ij}$ .

Следует заметить, что в этом случае поток событий, порождающий марковский процесс проявления угроз представляется Пуассоновским распределением вероятностей.

$$P(k | \lambda, t) = \frac{(\lambda t)^k}{k!} \exp(-\lambda t), \quad (20)$$

где  $P(k | \lambda, t)$  – вероятность наблюдения  $k$  – событий за время  $t$ , известном параметре потока событий  $\lambda$ .

Это распределение будет распределением доверия или основой для построения апостериорного распределения вероятности при использовании методов Байесовской статистики.

Известно, что при Пуассоновском потоке угрожающих событий в качестве априорного распределения параметра пуассоновского распределения удобно и принято брать Гамма распределение [20,21], т.е.

$$\pi(\lambda) = Gamma(a, t) = \frac{1}{\Gamma(a)} t^a \lambda^{a-1} \exp(-t\lambda), \quad (20)$$

где  $\lambda$  – интенсивность потока угроз,  $t$  – время наблюдений,  $a, b$  – параметры гамма распределения.

Гамма распределение согласовано с распределением Пуассона и тогда апостериорное распределение параметра потока угроз, будет иметь вид

$$\pi(\lambda_i | K) = Gamma(a_i + K_i, t_i^a + t_i^r), \quad (21)$$

где  $t_i^a, t_i^r$  – априорное и апостериорное время наблюдений,  $K_i$  – число наблюдаемых угроз.

График плотности вероятности гамма распределения имеет характерный вид с явно-выраженным значением точки максимума вероятности.

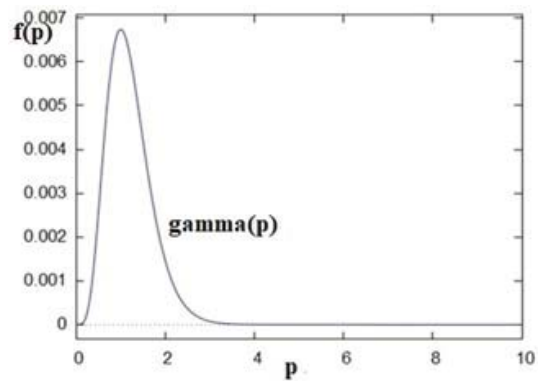


Рис. 2. График плотности вероятности гамма распределения

Величина параметра  $\lambda_i$  находится из условия максимального правдоподобия наблюдаемых событий или из соотношения

$$\lambda_i = \arg \max_{\lambda} (Gamma(a_i + K_i, t_i^a + t_i^r)). \quad (22)$$

Представленные вычисления проводятся для всех потоков событий, порождающих марковский процесс прогнозирования угроз. После чего решается система дифференциальных уравнений (19) и вычисляются вероятности угроз.

В этой схеме событий вероятность  $i$ -го события в схеме угроз за период времени  $t$  будет равна

$$P(u_i, t) = 1 - \exp(-\lambda_i t). \quad (23)$$

Свойство согласованности Бета и Гамма распределений с Биномиальным и Пуассоновским распределением позволяют непрерывно уточнять оценки вероятности угроз без сложных вычислений, т.е. доучивать модели путем простой операции добавления в формулы (18) и (22) числа наблюдаемых событий. Такое использование Байесовских моделей есть ничто иное, как реализация модели машинного обучения с подкреплением. Соответствующее программное на языке программирования Python в виде библиотек таких, как PyMC3 хорошо представлено в [18,20].

Предложенный методический подход к оценке уровня угроз на ограниченном наборе данных носит универсальный

характер применительно к оценке безопасности системы поддержки жизненного цикла сложных систем, поэтому представляется возможным получать ее текущие оценки и на их основе своевременно вырабатывать необходимые меры по корректировке организационных, организационно-ресурсных и технико-технологических процессов в жизненном цикле систем [22].

### Заключение

Вопросы обеспечения безопасности сложных систем и мероприятий, создаваемых для их реализации с учетом интенсивного изменения условий их создания и применения, в настоящее время и ближайшей перспективе приобретают высокую актуальность в связи с острой необходимостью обеспечения эффективного мониторинга угроз в их жизненном цикле, их анализа и оценки с учетом прогнозирования на заданную перспективу.

Классификация и прогнозирование угроз в виде категориальных переменных особенно эффективно для оперативной оценки безопасности и применения технологий машинного обучения. Применение теории марковских процессов и дискретных марковских цепей для математического моделирования случайных процессов существенно упрощает решение задачи оценки и прогнозирования угроз безопасности.

Прогнозирование угроз с помощью дискретных марковских цепей позволяет использовать рекуррентные методы оптимального управления и алгоритмы машинного обучения с подтверждением для выбора оптимальной стратегии обеспечения экономической безопасности.

Предлагаемые методы Байесовской статистики позволяют использовать априорную информацию, оперативно строить адаптивные, статистические модели с оценками их достоверности и решать задачу обучения с подкреплением с минимальными затратами за минимальное время.

Разработанные методы и методология реализуемы на стандартном языке программирования Python с использованием стандартных библиотек в виде информационно-аналитических систем мониторинга и обеспечения безопасности.

### Литература

1. *Harold E. Roland, Brian Moriarty.* System Safety Engineering and Management. New York. John Wiley & Sons. 1991. 394p. ISBN 0471618160
2. *Charles S. Wasson.* System analysis, design and development. 2006. New York. John Wiley & Sons. ISBN 0471393339.

3. *Холчева И.А., Кисова А.Е.* Основные подходы к исследованию понятий «Экономическая безопасность государства» // Дневник науки. 2019. № 5 (29). С. 96.
4. *Alexander Kossiakoff, William N. Sweet* System Engineering Principles and Practice. 2003. New York. John Wiley & Sons. ISBN 0471234435.
5. *Воронин Е.А., Неуен К.Т.* Выбор и обоснование критерия оценки и нормирования безопасности мероприятий и систем различного назначения. Научные технологии. 2018. Т.19. №4. С. 17-19.
6. *Вышегородцева Т.В.* Разработка алгоритма прогнозирования экономической безопасности предприятия. Вестник науки и образования. 2020. № 2-2 (80). С. 23-28.
7. *Shvayba D.N.* Heuristic methods of forecasting social and economic security // Бизнес и дизайн ревю. 2019. № 2 (14). С. 5.
8. *Shvaiba D.N.* Forecasting of socio-economic security indicators by means of exponential smoothing // Bulletin of Science and Practice. 2019. Т. 5. № 3. С. 241-249.
9. *Баширин С.Д., Борзенко Г.Д., Гаврилов Н.А.* Аналитика со смыслом: построение data set для прогнозирования возможных угроз экономической безопасности // Вопросы устойчивого развития общества. 2020. № 8. С. 86-91.
10. *Ладынин А.И., Митяков Е.С.* Прогнозирование краткосрочных индикаторов экономической безопасности с использованием алгоритмов адаптивной фильтрации временных рядов // Развитие и безопасность. 2021. № 1 (9). С. 42-54.
11. *Baldzhy M.* Forecasting social, ecological and economic security at meso level // Science Bulletin of Odessa National Economic University. 2019. № 2 (265). С. 29-44.
12. *Чю К., Фримэн Д.* Машинное обучение и безопасность / пер. с англ. А.В. Снастина. М.: ДМК Пресс, 2020. 388 с.
13. *Феллер В.* Введение в теорию вероятностей и ее приложения. В 2-х томах. Том 1: пер. с англ. М: Мир, 1984. 528с.
14. *Ховард Р.А.* Динамическое программирование и марковские процессы. М.: Изд. «Советское Радио», 1964.190 с.
15. *Саттон Р.С., Барто Э. Дж.* Обучение с подкреплением: Введение. 2-е изд. / пер. с англ. А.А. Слинкина. М.: ДМК Пресс, 2020. 552 с.
16. *Равичандиран Судхарсан.* Глубокое обучение с подкреплением на Python. OpenAI Gym и TensorFlow для профи. Пб.: Питер, 2020. 320 с. (Серия «Библиотека программиста»).
17. *Уилл Курт.* Байесовская статистика: Star Wars, LEGO, резиновые уточки и многое другое. СПб.: Питер, 2021.
18. *Мартин О.* Байесовский анализ на Python /пер. с англ. А.В. Снастина. ДМК Пресс, 2020. 340 с.
19. *Дауни А.Б.* Байесовские модели /пер. с англ. В. А. Яроцкого. М.: ДМК Пресс, 2018. 182 с.
20. *Дэвидсон-Пайлон Кэмерон.* Вероятностное программирование на Python: байесовский вывод и алгоритмы. СПб.: Питер, 2018. 256 с.
21. *Воронин Е.А., Козлов С.В., Кубанков А.Н.* Интегрированное управление экономической безопасностью машинного обучения в информационном пространстве цифровой экономики // 2021 Системы генерации и обработки сигналов в области связи на борту, материалы конференции. 2021. С. 9416115.



## IDENTIFICATION OF THREATS BASED ON A LIMITED SET OF DATA IN THE ASSESSMENT SECURITY SYSTEMS AND MEASURES FOR THEIR IMPLEMENTATION

**EVGENY A. VORONIN**

Moscow, Russia, e.voronin1@gmail.com

**SERGEY V. KOZLOV**

Moscow, Russia, skozlov@ipiran.ru

**ALEXANDER N. KUBANKOV**

Moscow, Russia, a.n.kubankov@mtuci.ru

**KEYWORDS:** *Life cycle support system for complex technical systems, digital economy, security, information security, economic security, probability, machine learning, artificial intelligence, economic and functional risks, information, Bayes' theorem, information space.*

### ABSTRACT

**Introduction.** In order to ensure the operational and effective security of complex technical systems and measures for their implementation, it is necessary to apply methods of forecasting threats and maintaining the optimal strategy to prevent their consequences. Security threats regarding the life cycle of systems created in the digital economy are usually determined by the level and probability of external conditions, influencing factors on stability and operability of the support system for their life cycle, in the respect the economic system is considered. **The aim of the study.** In systems theory and system analysis, these factors are commonly referred to as environmental state variables. They are random in nature and, when described mathematically, can be continuous, discrete, or categorical. **Methods.** Continuous variables are presented in the form of graphs or register records. For statistical and mathematical processing, they are transformed into a table format or a discrete form. **Results.** Discrete values of environmental variables are recorded in the form of tables or numerical sequences. Categorical variables have the meaning of logical or Boolean values and are recorded in the form of tables. **Practical significance.** The prediction of categorical variables, based on the mathematical definition of the security, must be carried out by assessing the probability of their occurrence and impact on the life cycle support system of systems and activities as complex technical systems. The main problem is the insufficient statistical data to obtain estimations with a sufficient level of confidence and the tight deadlines for decision-making. **Discussion.** The paper presents a Bayesian approach and a method for assessing the probabilities of threats on a limited set of data. Given the universal nature of the presented methodological approach to assessing the level of threats on a limited set of data in relation to assessing the safety of the on-board systems life cycle support system, it is possible to obtain its current assessments and, on their basis, timely develop the necessary measures to adjust organizational, resource, technical and technological processes in the life cycle of systems.

### REFERENCES

1. E.A. Voronin, K.T. Nguyen (2018). Selection and substantiation of the criterion for assessing and standardizing the safety of measures and systems for various purposes. *Science-intensive technologies*. Vol. 19. No. 4. pp. 17-19.
2. Harold E. Roland, Brian Moriarty (1990). *System Safety Engineering and Management*. John Wiley & Sons. ISBN 0471618160.
3. Charles S. Wasson (2006). *System analysis, design and development*. John Wiley & Sons. ISBN 0471393339.
4. I.A. Kholcheva, A.E. Kisova (2019). Basic approaches to the study of the concepts of "Economic security of the state". *Diary of science*. No. 5 (29). p. 96.
5. Alexander Kossiakoff, William N. Sweet (2003). *System Engineering Principles and Practices*. John Wiley & Sons. ISBN 0471234435.
6. T.V. Vyshegorodtseva (2020). Development of an algorithm for predicting the economic security of an enterprise. *Bulletin of science and education*. No. 2-2 (80), pp. 23-28.
7. D.N. Shvayba (2019). Heuristic methods of forecasting social and economic security. *Business and design review*. No. 2 (14). p. 5.
8. D.N. Shvaiba (2019). Forecasting of socio-economic security indicators by means of exponential smoothing. *Bulletin of Science and Practice*. Vol. 5. No. 3, pp. 241-249.
9. S.D. Bashurin, G.D. Borzenko, N.A. Gavrilov (2020). Analytics with meaning: building a data set for forecasting possible threats to economic security. *Issues of sustainable development of society*. No. 8, pp. 86-91.
10. A.I. Ladynin, E.S. Mityakov (2021). Forecasting short-term economic security indicators using time series adaptive filtering algorithms. *Development and security*. No. 1 (9), pp. 42-54.
11. M. Baldzhy (2019). Forecasting social, ecological and economic security at meso level. *Science Bulletin of Odessa National Economic University*. No. 2 (265), pp. 29-44.
12. K. Chio, D. Freeman (2020). *Machine learning and security*. Moscow: DMK Press. 388 p.
13. V. Feller (1984). *Introduction to probability theory and its applications*. In 2 volumes. Volume 1: trans. from Eng-lish. Moscow: Mir4. 528 p.

14. R.A. Howard (1964). Dynamic programming and Markov processes. Moscow: Soviet Radio. 190 p.

15. R.S. Sutton, E.J. Barto (2020). Reinforcement learning: An introduction. 2nd ed. Moscow: DMK Press. 552 p.

16. Ravichandiran Sudharsan Deep Reinforcement Learning in Python. OpenAI Gym and Tensor-Flow for the pros. Pb.: Piter, 2020. 320 p. (Series "Programmer's Library").

17. Will Kurt Bayesian statistics: Star Wars, LEGO, rubber ducks and more. St. Petersburg: Peter, 2021.

18. O. Martin (2020). Bayesian analysis in Python. DMK Press. 340 p.

19. A.B. Downey (2018). Bayesian models. Moscow: DMK Press. 182 p.

20. Davidson-Pylon Cameron. Probabilistic programming in Python: Bayesian inference and algorithms. St. Petersburg: Peter, 2018. 256 p.

21. E.A. Voronin, S.V. Kozlov, A.N. Kubankov (2021). Integrated management of the economic security of machine learning in the information space of the digital economy. *2021 Signal generation and processing systems in the field of on-board communications, conference materials*. P. 9416115.

#### INFORMATION ABOUT AUTHORS:

<sup>1</sup> **Evgeny A. Voronin**, PhD, Full Professor, Leading Researcher, Federal Research Center "Informatics and Control" of the Russian Acad-emy of Sciences, Moscow, Russia

<sup>2</sup> **Sergey V. Kozlov**, PhD, Docent, Head of the Department, Federal Research Center "Informatics and Control" of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia

<sup>3</sup> **Alexander N. Kubankov**, PhD, Full Professor, Head of the Department, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia

**For citation:** Voronin E.A., Kozlov S.V., Kubankov A.N. Identification of threats based on a limited set of data in the assessment security systems and measures for their implementation. H&ES Reserch. 2022. Vol. 14. No 3. P. 41-48. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-41-48 (In Rus)

## XI Ежегодный Форум "XI Telecom & Finance LOYALTY FORUM 2022"

Открыта регистрация на XI Ежегодный Форум "XI Telecom & Finance LOYALTY FORUM 2022", который пройдет 20 октября 2022 года в Москве. Участники могут зарегистрироваться на официальном сайте мероприятия.



В ходе мероприятия будет всесторонне рассмотрена проблематика гарантирования доходов и антифрода, в частности блоки:

- Бизнес и его инструменты при взаимодействии и в борьбе за клиентов, регулирование. трансформация в эпоху санкций;
- Роль сотрудников компании в реализации Customer Experience. "HR Loyalty";
- Аналитика и измерения. системы лояльности во взаимодействии с клиентами, отечественные идеи и решения.

Кроме того, запланирован ряд дискуссий:

- Перестройка моделей продаж, продуктовой линейки и сервисов, риск-моделей;
- Развитие внутренних инструментов для повышения эффективности привлечения и работы с клиентами;
- Возможности взаимодействия с клиентами – от традиционных к перспективным.

Форум объединит топ-менеджеров, руководителей и представителей ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ КОМПАНИЙ, БАНКОВ, СТРАХОВЫХ КОМПАНИЙ и др., представителей вендоров, поставщиков решений и услуг, представителей госорганов, руководителей отраслевых ассоциаций и СМИ.





doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-49-54

# МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ ВРЕДОНОСНЫХ ПРОГРАММ И ИХ ЭЛЕМЕНТОВ

**ПАВЛИКОВ**  
Сергей Николаевич<sup>1</sup>

**КОЛОМЕЕЦ**  
Валерия Юрьевна<sup>2</sup>

**КОЛЕСОВ**  
Юрий Юрьевич<sup>3</sup>

**ПЕТРОВ**  
Павел Николаевич<sup>4</sup>

**АФАНАСЬЕВ**  
Роман Константинович<sup>5</sup>

## Сведения об авторах:

<sup>1</sup> к.т.н., профессор, профессор Морского государственного университета им. адм. Г.И. Невельского, г. Владивосток, Россия, psn1953@mail.ru

<sup>2</sup> старший преподаватель Морского государственного университета им. адм. Г.И. Невельского, г. Владивосток, Россия, lerospongebob@mail.ru

<sup>3</sup> аспирант Морского государственного университета им. адм. Г.И. Невельского, г. Владивосток, Россия, kolesov\_jr@mail.ru

<sup>4</sup> аспирант кафедры радиоэлектроники и радиосвязи Морского государственного университета им. адм. Г.И. Невельского, г. Владивосток, Россия, PavelNikol97@gmail.com

<sup>5</sup> курсант Морского государственного университета им. адм. Г.И. Невельского, г. Владивосток, Россия, ololoev216@gmail.com

## АННОТАЦИЯ

**Введение.** Современные информационные системы требуют особых мер защиты от вредоносных программ. Вирусные программы совершенствуются с опережением антивирусных средств, поэтому информационные системы должны обладать механизмом мониторинга и развития. В работе предлагается новый метод скрытного поиска вредоносных программ и их элементов. Сложилось мнение, что статический анализ не достаточно эффективен, однако это самый безопасный этап антивирусной защиты. Чем результативнее будет данный процесс, тем выше защищенность информационной системы. Разработан новый метод сканирования входного трафика с использованием новых преобразований для достижения поставленной цели. Актуален поиск технологий повышения эффективности антивирусного сканирования в статическом режиме. **Цель исследования** – повышение вероятности обнаружения вредоносной программы. Для достижения поставленной цели решены ряд задач по расширению процессов работы с белым и черным списками. **Новизна метода** заключается в применении новых взаимосвязанных процедур анализа входного файла: структуры, связей, функциональность элементов и параллельном поиске совпадений с использованием фрагментов в соответствии с длинной имеющихся сигнатур, заменой обнаруженных элементов на базовые из белого списка, деления опасного фрагмента с последующим повторением цепочки процедур до заданного уровня элементарного компонента и замены его аналогичным функциональным элементом из белого списка. Результаты имитационного моделирования показали, что число верно обнаруженных файлов с вирусом по отношению к общему числу принятых возросло на 15.3%. Практическая значимость применения нового метода заключается в повышении эффективности статического анализа. Применение прямых и обратных связей между статическим и динамическим сканированием повышает эффективность антивирусной защиты.

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** вирус, антивирус, статические и динамические методы обнаружения.

**Для цитирования:** Павликов С.Н., Коломеец В.Ю., Колесов Ю.Ю., Петров П.Н., Афанасьев Р.К. Метод обнаружения вредоносных программ и их элементов // Научно-технические исследования в космических исследованиях Земли. 2022. Т. 14. № 3. С. 49-54. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-49-54

## Введение

Вредоносные программы (ВП) совершенствуются с опережением антивирусных средств (АВС), поэтому требуется разработка технологий защиты информационных систем (ИС) с опережением над средствами нападения. Угрозы от ВП растут [1-3]. Известно множество ВП, они изучаются, классифицируются, формируются базы данных, прогнозируются их развитие и возможный ущерб. Известные ВП, описаны в работах [4-5]. Анализ ВП показал, что нормативных документов, ограничивающих деятельность их создателей недостаточно. Для борьбы с ними созданы и совершенствуются АВС. Сред и них широкое распространение получили [4,6]. Для повышения эффективности АВС должны обладать механизмом мониторинга, адаптации и развития. Требуется не только хорошо защищать ИС, но и вести наступательные действия по созданию условий, в которых производители ВП не смогут продолжать функционировать.

Предлагается рассмотреть ряд направлений по формированию программных продуктов (ПП), к которым относятся и ВП, а также правил их применения в открытых сетях. Для этого предложено комплексно рассмотреть проблему и определить важнейшие технологии, создающие предпосылки безопасных открытых систем, функционирующих по законным правилам. Поиск технических и нормативных решений безопасного функционирования в открытой информационной среде позволил определить наиболее перспективные методы обнаружения ВП с расширенными функциями и возможностью маскирования. В материалах документа [7-9] предложен ряд новых решений защиты распределенных систем.

Рассмотрев группу аналогов данного технического решения (ТР) предложено дополнить их новыми операциями: мониторинга, преобразования, поиска ВП и их элементов, а также путей их модернизации [7-9]. В работах [5,10] исследованы методы компоновки исполняемых файлов. В работе [10, 11] предложены алгоритмы промежуточного сравнения элементов файлов и контроля для сокращения ресурсов. Анализ сочетаний технологий показал перспективы развития комплексного подхода к функциям сканера. Работа сканера АВЗ в статическом режиме основана на процессах сравнения и обнаружения аномалий [12]. Значимость сигнатурного анализа входного файла возрастает в условиях роста баз данных (БД) белых, серых и черных списков. Поэтому требуется сократить время принятия решения за счет разделения файла и распараллеливание сканирования. Каждая АВС имеет достоинства и недостатки, поэтому необходима использовать их набор по одним и тем же файлам. Если предварительно идентифицировать файл и его элементы, то разумнее подобрать для их анализа узкоспециализированные сканеры. Метод сигнатурного анализа характеризуются как самый безопасный этап антивирусной защиты.

Чем результативнее будет данный процесс, тем выше защищенность ИС. Разработана технология [13, 14]. Повышения эффективности обнаружения ВП с повышенным уровнем правильного принятия решения при заданных уровнях ошибки, путем применения полученных результатов при статическом режиме антивирусного сканирования в динамическом и обратно.

Предложена структура антивирусной защиты в виде матрицы [13,15], в узлах которой по строкам расположены программы различных сканеров, а по столбцам те же программы с изменением порогов принятия решения, с возможностью построения траекторий анализа по элементам матрицы с получением совокупности частных решений, групповых и последующего принятия коллективного решения.

При этом по полученным промежуточным результатам формируются рекомендациями по:

- адаптации параметров элементов матрицы и дальнейшего использования в динамическом режиме;
- алгоритмам обучения работы матрицы по тестам;
- самообучению в выборе программ сканеров различных лабораторий и настройки пороговых уровней.

Поиск алгоритмов обнаружения ВП, созданных с функцией полиморфных технологий [12-15], показал, что процесс принятия решения эффективнее не столько на БД черных списков, сколько с применением БД белых списков, что позволяет сократить время сканирования и получить преобразованный файл для безопасного применения. Такой подход использован в работах [16,17]. В развитии направления разработан способ обработки входного файла [18]. Результаты моделирования подтверждают её работоспособность. По внедрению данного направления предложены рекомендации по стандартизации технологий информационного взаимодействия источника, узлов коммутации и потребителя информационных продуктов. Рекомендуется к стандартизации ПП в виде структуры и идентификационных номеров элементов (подпрограмм) из БД белого списка. Утверждение нормативных документов такого подхода – приемлемая реакция общества, заинтересованного в кардинальном решении, а не латании дыр в информационном поле. Все указанные предложения ориентированы на единую цель – повышение безопасности путем увеличения вероятности обнаружения ВП при заданной вероятности ложной тревоги. Для достижения поставленной цели решены следующие задачи.

### 1. Анализ вариантов решения

В работах [4-6, 8-12, 17] приведен прогноз развития методов антивирусных защиты (АВЗ). В документе [18] предлагается обработка входного файла на соответствие сигнатурам подозрительности, указывающих на наличие вредоносных элементов с применением БД. В случае наличия в документе потенциально вредоносных элементов, отсутствующих в упомянутой БД, осуществляют разделение полученного документа на множество элементов с потенциально вредоносным содержанием, из которых формируют варианты файлов, число которых соответствует числу декомпозированных элементов. Затем создают композицию файлов из декомпозированных элементов, которые проходят динамическое сканирование. При обнаружении вирус заносится в БД и удаляется.

Рассмотренный метод основан на необходимости использования динамического детектирования, которое несет в себе опасность распространения в рабочей ИС вредоносного заражения. При этом его применение усложняет технологию



поиска и увеличивает затраты времени и др. ресурсов. Анализ [6, 15, 16] показал, что имеются направления, еще недостаточно освещенные в указанных работах. Разработчики АВЗ проводят постоянный мониторинг открытых информационных систем и сетей, однако разобщенность БД и конфиденциальность результатов не гарантируют безопасных решений даже многоуровневых сканеров. Определены основные направления развития АВС.

**Первое направление.** Динамический режим. В работах [5, 10, 12] приведены правила принятия решения с использованием поведенческих признаков: в работах [19, 20] описаны функции и их связи, анализ которых, позволяет построить вектора поведенческие признаки и сравнить с БД ВП. По результатам сравнения принимается решение. ВП с отсроченным запуском опасны для ИС в динамическом режиме поиска, поэтому актуальны и востребованы методы статического анализа для предварительной обработки.

**Второе направление.** На основе предиктивных моделей [16] формируется коллектив результативных и доступных антивирусных сканеров (АС), удовлетворяющих эффективному устойчивому функционированию в условиях высокой неопределенности входного файла. Недостатком приведенного метода является жесткая привязка значимости вероятности ложной тревоги и вероятности пропуска в соотношении 0.8 к 0.2. В современных условиях значимость пропуска важнее ложной тревоги и соотношения должны иметь возможность адаптироваться. Узкая специализация отдельных сканеров является достоинством, а недостаток устраняется в коллективном принятии решения. Для этого предложена технологии АВЗ в виде матрицы, элементы которой выполнены с возможностью обучения [15,17] для принятия согласованных решений нескольких уровней [13], обучения и самообучения [21, 22] в выборе программ АВЗ различных лабораторий и настройки пороговых уровней по правилу соответствия в строках различных сканеров и нарастании порога принятия решений, что соответствует повышению вероятности принятия правильного решения вниз по столбцам матрицы [15]. При этом происходит рост вероятности пропуска и снижение вероятности ложной тревоги.

**Третье направление** представляет комплексное применение первых двух направлений, позволяющее разнести по пространству и времени алгоритмы распознавания признаков белого, черного списков и формирования списка отложенного решения (серого списка), что соответствует ПП, прошедших преобразования не позволяющие отнести их к известным вредоносным продуктам в БД. Совместимость методов статического и динамического сканирования позволит повысить эффективность систем АВС. Варианты возможных реализаций данного направления приведены в техническом решении [18], в котором в статическом режиме реализуются процессы работы с БД белого, серого и черного списков. Данному направлению соответствуют работы по исследованию и разработке технологий, ранее редко или не используемых. К ним относятся методы построения структуры анализируемого файла, идентификации ПП их элементов и связей, формирование и обновление БД белого, серого и черного списков, доставка которых в сети основана на технологиях блокчейн [3].

Набор сканеров формируется в процессе обучения. Порог принятия решения в процессе работы не корректируется. В описании ТР [15] приведен метод обучения группы классификаторов на основе разных векторов признаков и выявления вредоносного исполняемого файла. Одним из перспективных направлений является ряд публикаций, среди которых в работах [9, 16,12] представлены методы трансформации синтаксиса с целью повышения его устойчивости на основе интеграции признаков статического и поведенческого анализа. При этом метод продемонстрировал эффективность по сравнению с аналогами.

**Четвертое направление** связано с правовым регулированием [5] стандартных элементов и правил формирования структуры файлов.

Анализ приведенных направлений требует применения новых подходов. Анализ и расширение спектра таких технологий увеличивает надежность защиты.

## 2. Принцип работы метода

Работа метода [18] схематично показана на рисунке 1.

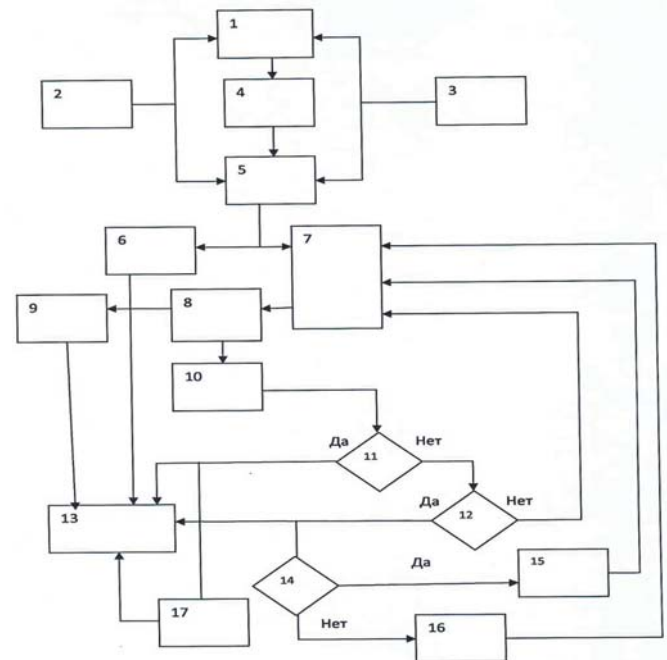


Рис. 1.

Обозначения на рисунке 1: 1 – анализ исследуемого ПП на соответствие, не менее одного из критериев подозрительности, с учетом сведений о вредоносных и безопасных элементах, полученных из БД; 2 и 3 – БД, хранящие сведения об известных вредоносных 2 и безопасных 3 элементах; 4 – этап декомпозиции полученного ПП, в котором присутствуют потенциально вредоносные элементы, предусматривающий разделение документа на множество декомпозируемых элементов (ДЭ); 5 – множество ДЭ, функционально связанных структурой входной программы или сообщения, подвергаются анализу с учетом БД, включающих сведения об известных вредоносных и безопасных элементах; 6 – загрузка выделенных безопасных элементов на их места в функциональной структуре входной программы или сообщения;

7 – очередная декомпозиция потенциально вредоносных элементов на множество более мелких структурно связанных ДЭ; 8 – проведение анализа множества упомянутых выше мелких, структурно связанных, ДЭ с учетом БД, хранящих сведения об известных вредоносных и безопасных элементах, 9 – загрузка безопасных более мелких ДЭ на предназначенные им места в структуре связанного множества более мелких ДЭ; 10 – очередная декомпозиция потенциально вредоносных более мелких декомпозируемых элементов на множество еще более мелких, структурно связанных, ДЭ; 11 – проверка условия: определен подэлемент кода ВП или нет? 12 – проверка условия: пройдено заданное количество (циклов) декомпозиции или нет? 13 – включение обнаруженного подэлемента кода ВП в состав сообщения, показывающего результаты по выявлению вредоносного элемента; 14 – изменение объема декомпозируемых элементов в том случае, если подэлемент кода ВП не найден; 15 – на первом этапе в К раз; 16 – на следующем этапе в 1/К раз; 17 – замена подэлемента кода ВП безусловным переходом к следующему ДЭ в структуре связанного множества более мелких ДЭ.

Предоставление в таком виде результатов анализа, цель которого заключается в обнаружении ВП или её элемента (подэлемента): 1. Преобразованный файл; 2. структура связанного множества безопасных элементов (вылеченный файл); 3. элементы кодов ВП в виде отдельных файлов с указанием их места в структуре исходного файла. Передача этих результатов на этап динамической диагностики.

### 3. Новизна метода

Существенными отличительными признаками предлагаемого технического решения [18], позволяющими достичь заявленной цели исследования являются:

1 – формирование функциональной структуры входного файла, декомпозиция полученного документа, ПП, содержащего потенциально вредоносные элементы, с формированием множества ДЭ, функционально связанных структурой входной программы, которые подвергают анализу с учетом БД, включающих данные об известных вредоносных и безопасных элементах. Операция, которую, по мере необходимости, осуществляют многократно;

2 – загрузка безопасных элементов на предназначенные им места в структуре входной программы (на место идентифицированных элементов ПП заносятся стандартные по функциональному назначению из БД белого списка);

3 – следующая декомпозиция потенциально вредоносных мелких элементов, полученных на первом этапе декомпозиции, на множество еще более мелких, структурно связанных программой, элементов; которые подвергают анализу с учетом упомянутых БД. Процесс декомпозиции продолжают до того момента, когда либо будет определен подэлемент (не подлежащий дальнейшему дроблению) кода ВП, либо будет осуществлено заданное число итераций, т.е. проведено необходимое количество декомпозиций. Эта многократно повторенная операция позволяет надежно локализовать вредоносный код (до элемента). Кроме того, такой подход позволяет, по требованию потребителя, ограничить количество итераций и сократить время анализа, что может быть оговорено в исходных данных программы АВЗ;

4 – загрузка безопасных все более мелких ДЭ, полученных на втором и последующих этапах декомпозиции, на предназначенные им места в структуре связанного множества все более мелких ДЭ, из которых формируют варианты файлов. Таким образом, если в ПП присутствуют потенциально элементы ВП, его декомпозиция на множество элементов позволяет выделить безопасные элементы от ВП, при этом последние не передают на компьютер пользователя;

5 – включение обнаруженного подэлемента кода ВП в состав сообщения, содержащего результаты проведенного анализа, целью которого является обнаружение вредоносного элемента;

6 – изменение объема декомпозируемых элементов на первом этапе в К раз, а на следующем в 1/К раз, если подэлемент кода вредоносной программы не найден. Это обеспечивает увеличение (уменьшение) длины декомпозируемых элементов и позволяет повысить вероятность обнаружения ВП. В данном случае, когда искомым вредоносный элемент или замаскирован, или распределен на несколько элементов, срабатывает эффект масштабирования. Коэффициент К может быть определен с помощью набора статистики. Рекомендуется в начале работы принять К равным 2;

7 – замена процедуры выявления подэлемента кода ВП безусловным переходом к следующему декомпозируемому элементу в структуре связанного множества более мелких декомпозируемых элементов, представление в таком виде результата «препарирования» обнаруженной ВП и передача его вместе с содержащимся в нем подэлементом кода ВП на выход системы, реализующей АВЗ. Для проверки работы алгоритмов разработана программа, имитирующая работу обнаружения с помощью тех алгоритмов и, путём выработки коллективных решений, осуществляющая уточнение коэффициентов значимости (см. рис. 2) [14].

AntiVir(A) G1	AntiVir(B) G1	AntiVir(C) G1		K1	K2	K3
x	x	x	x	1	1	1
AntiVir(A) G2	AntiVir(B) G2	AntiVir(C) G2				
x	x	x	x			
AntiVir(A) G3	AntiVir(B) G3	AntiVir(C) G3				
x	x	x	x			
x	x	x				

The final decision x

Dangers

Buttons: Sending a file, File

Рис. 2. Окно программы работы матрицы 3 x 3 антивирусных сканеров

В результате расширенного множества методов статического анализа входного трафика достигнуты:

- ч сло верно обнаруженных файлов с ВП по отношению к общему числу принятых файлов возросло на 15.3%;
- число верно классифицированных файлов по отношению к общему числу файлов входного трафика в пределах 24 часов увеличилось в среднем на 7%.

Рекомендуется оптимальный размер матрицы 3 различных сканеров с тремя уровнями порогов, диапазон длины

маски от 10 до 320 байт. Дальнейшее развитие применения метода направлено на повышение эффективности методики автоматического построения структуры файла, унификации компонентов, назначение и загрузка программ сканеров, настройка порогов по элементам матрицы и согласования между собой и с методами динамического анализа.

Новизна заключается в применении новых взаимосвязанных процедур анализа входного файла: структуры, связей, функциональности элементов и параллельном поиске совпадений и отличий с использованием фрагментов в соответствии с длинной имеющихся сигнатур, заменой обнаруженных элементов на базовые из белого списка, деления опасного фрагмента на последующим повторением цепочки процедур до заданного уровня элементарного компонента и замены его аналогичным функциональным элементом из белого списка. Достигнут результат – число верно обнаруженных файлов с вирусом по отношению к общему числу принятых возросло на 15,3%.

### Заключение

Достигнут востребованный технический результат – повышение вероятности правильного обнаружения ВП и его элемента. Приведенные выше признаки новизны метода в сочетании с известными процессами обработки входного трафика обеспечивают эффективное обнаружение ВП до применения режима динамического детектирования. Предлагаемый метод может быть реализован в режиме выдачи оператору отчета с указанием конкретного элемента(ов) ВП и вариантов решений по использованию полученной информации на этапе динамического сканирования. Полученную информацию можно использовать затем для этапа статического сканирования.

Таким образом, реализация предлагаемого метода обеспечивает безопасность информационных систем от воздействия ВП, за счет автоматизированного анализа входного файла и высокой вероятности обнаружения ВП еще до применения режима динамического детектирования. При этом указанный метод может быть реализован в совместном применении статического и динамического режимов антивирусного сканирования.

### Литература

1. Дэвид Эмм. Развитие информационных угроз в первом квартале 2022 года. 27 май 2022. <https://securelist.ru/it-threat-evolution-q1-2022/105148/>(дата обращения: 12.08.2022).
2. Gupta Abhishek, Jain Ankit, Yadav Samartha, Taneja Harsh. Literature Survey on Detection of Web Attacks Using Machine Learning, 2018.
3. Mentsiev A.U., Dzhangarov A.I. VoIP security threats // Инженерный вестник Дона, 2019, №1 URL: [ivdon.ru/ru/magazine/archive/n1y2019/5636](http://ivdon.ru/ru/magazine/archive/n1y2019/5636)
4. Попов И. О., Маруныко А. С., Петров О. И., Олейник А. А. Вирусы и антивирусные программы в информационной безопасности. Научные записки молодых исследователей. 2020, №8(4). С.74-80. <https://cyberleninka.ru/article/n/virusy-i-antivirusnye-programmy-v-informatsionnoy-bezopasnosti>
5. Бокова О.И., Дровникова И.Г., Попов А.Д., Rogozin E.A. Модель процесса функционирования системы защиты информации от несанкционированного доступа, созданная в программной среде имитационного моделирования «CPN TOOLS» // Вестник Даге-

станского государственного технического университета. Технические науки. 2019. № 46 (1). С. 90-102. DOI:10.21822/2073-6185-2019-46-1-90-102

6. Сиденко Г.А., Сиденко Г.А., Безнос О.С. Сравнительный анализ антивирусных программ // Научно-образовательный журнал для студентов и преподавателей «StudNet». №9. 2020. С. 676-680. DOI: 10.24411/2658-4964-2020-1097
7. Korniyenko B.Y., Galata L.P. Design and research of mathematical model for information security system in computer network // Science-Based Technologies. 2017. Vol. 34. Issue 2. pp. 114-118.
8. Charaf H., Azzouzi S. A colored Petri-net model for control execution of distributed systems // 4th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT). 2017, pp. 277-282.
9. Соловьев В.М. Конвергентные и гиперконвергентные вычислительные системы // Изв. Саратов. ун-та. Нов. сер. Сер. Математика. Механика. Информатика. 2018. Т. 18, вып. 1. С. 84-100. DOI: 10.18500/1816-9791-2018-18-1-84-100.
10. Бабенко Л.К., Кириллов А.С. Обнаружение вредоносного программного обеспечения на основе различных способов компоновки исполнимых файлов // Фундаментальные исследования № 11, 2017 С. 267-271.
11. Vasenin V., Itkes A., Krivchikov M., Yavtushenko E. ChRel-BAC data access control model for large-scale interactive informational-analytical system s// Journal of Computer Virology and Hacking technique. 2020. С. 1-19. DOI: 10.1007/s11416-020-00365-9.
12. Михеева О.И., Гатчин Ю.А., Савков С.В., Хамматова Р.М., Нырков А.П. Методы поиска аномальных активностей веб-приложений // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2020. Т. 20. № 2. С. 233-242. doi: 10.17586/2226-1494-2020-20-2-233-242.
13. Патент РФ №179369. Система адаптивного управления пакетом антивирусных сканеров. / Павликов С.Н. Коломеец В.Ю., Котович Е.Е. Заявл. 21.08.2017, Опубл. 11.05.2018. Бюл. №14.
14. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ РФ 2017619669. Комплексная антивирусная программа. Павликов С.Н., Коломеец В.Ю., Котович Е.Е. Заявл. 05.07 2017, Опубл. 01.09. 2017.
15. Павликов С.Н., Убанкин Е.И., Коломеец В.Ю., Пленник М.Д. Разработка многопараметрической последовательно-параллельной матричной системы защиты информационной сети // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2019. Т.11. №5. С. 39-47. Doi: 10.24411/2409-5419-2018-10286
16. Патент РФ 2759087 Способ и система на основе статистического анализа исполняемых файлов на основе предиктивных моделей / Прудковский Н.С. заявл. 07.12.2020, Опубл. 09.11.2021, Бюл. №31. С. 31.
17. Ucci D., Aniello L., Baldoni R. Survey on the Usage of Machine Learning Techniques for Malware Analysis // ACM Transactions on the Web, 2017. V. 1, N 1, Article 1. URL: <https://arxiv.org/pdf/1710.08189.pdf> (дата обращения:09.08.2022).
18. Патент РФ 2762079 Способ обнаружения вредоносных программ и элементов / Павликов С.Н., Коломеец В.Ю., Копаева Е.Ю. и др. Заявл. 24.03.2021. Опубл. 15.12.2021. Бюл.35. 12 с.
19. Warr K. Strengthening Deep Neural Networks: Making AI Less Susceptible to Adversarial Trickery. O'Reilly Media, Inc., 2019, 246 p.
20. Calzavara S., Conti M., Focardi R., Rabitti A., Tolomei G. Mitchel: A Machine Learning Approach to the Black-Box Detection of CSRF Vulnerabilities. In Proc. of the 2019 IEEE European Symposium on Security and Privacy (EuroS&P), 2019, pp. 528-543.
21. Avdoshin S.M., Lazarenko A.B., Chichileva N.I., Naumov P.A., Klyucharev P.G. Machine Learning Use Cases in Cybersecurity. Trudy ISP RAN/Proc. ISP RAS, vol. 31, issue 5, 2019, pp. 191-202. DOI: 10.15514/ISPRAS-2019-31(5)-15
22. Appelt Dennis, Nguyen Cu D, Panichella Annibale, Briand Lionel C. A machine learning driven evolutionary approach for testing web application firewalls // IEEE Transactions on Reliability. 2018. Vol. 67. No. 3. P. 733-757.

## METHOD OF DETECTION OF MALWARE AND ITS ELEMENTS

**SERGEY N. PAVLIKOV**

Vladivostok, Russia, psn1953@mail.ru

**VALERIYA YU. KOLOMEETS**

Vladivostok, Russia, lerospongebob@mail.ru

**YURIY Y. KOLESOV**

Vladivostok, Russia, kolesov\_jr@mail.ru

**PAVEL N. PETROV**

Vladivostok, Russia, PavelNikol97@gmail.com

**ROMAN. K. AFANASYEV**

Vladivostok, Russia, ololoev216@gmail.com

### ABSTRACT

**Introduction.** Modern information systems require special measures to protect against malware. Virus programs are being improved ahead of anti-virus tools, so information systems must have a monitoring and development mechanism. **The paper proposes** a new method of stealthy search for malware and their elements. There is an opinion that static analysis is not effective enough, but this is the safest stage of anti-virus protection. The more effective this process is, the higher the security of the information system. A new method of scanning incoming traffic using new transformations has been developed to achieve this goal. The search for technologies to improve the efficiency of anti-virus scanning in static mode is relevant. The purpose of the study is to increase the probability of detecting malware. To achieve this goal, a number of tasks have been solved to expand the processes of working with white and black lists. **The novelty of the method** lies in the application of new interrelated procedures for analyzing the input file: structure, relationships, functionality of elements and parallel search for coincidences using fragments in accordance with the length of the available signatures, replacing the detected elements with the basic ones from the white list, dividing the dangerous fragment with the subsequent repetition of the chain of procedures to a given level of the elementary component and replacing it with a similar functional element from the white list. **The results** of simulation modeling showed that the number of correctly detected files with the virus in relation to the total number of accepted ones increased by 15.3%. The practical significance of the application of the new method is to increase the efficiency of static analysis. The use of forward and feedback links between static and dynamic scanning increases the effectiveness of antivirus protection.

### REFERENCES

1. DAVID EMM Development of information threats in the first quarter of 2022 May 27, 2022 <https://securelist.ru/it-threat-evolution-q1-2022/105148/> (Accessed: 08/12/2022).
2. Gupta Abhishek, Jain Ankit, Yadav Samartha, Taneja Harsh (2018). Literature Survey on Detection of Web Attacks Using Machine Learning.
3. A.U. Mentsiev, A.I. Dzhangarov (2019). VoIP security threats. Don's engineering bulletin, no. 1, pp. 4-5. URL: [ivdon.ru/magazine/archive/n1y2019/5636](http://ivdon.ru/magazine/archive/n1y2019/5636)
4. I.O. Popov, A.S. Marunko, O.I. Petrov, A.A. Oleynik (2020). Viruses and anti-virus programs in information security. *Scientific notes of young researchers*. No. 8(4), pp. 74-80. <https://cyberleninka.ru/article/n/virusy-i-antivirusnye-programmy-v-informatsionnoy-bezopasnosti>. (In Rus)
5. O.I. Bokova, I.G. Dronnikova, A.D. Popov, E.A. Rogozin (2019). Model of the process of functioning of the information protection system from unauthorized access created in the software environment of imitation modeling "CPN TOOLS". *Herald of Dagestan State Technical University. Technical Sciences*. No. 46 (1), pp. 90-102. DOI: 10.21822/2073-6185-2019-46-1-90-102 (In Rus)
6. G.A. Sidenko, O.S. Beznos (2020). Comparative analysis of anti-virus programs. *Scientific and educational journal for students and teachers "StudNet"*. No.9, pp. 676-680. DOI: 10.24411/2658-4964-2020-1097 (In Rus)
7. B.Y. Korniyenko, L.P. Galata (2017). Design and research of mathematical model for information security system in computer network. *Science-Based Technologies*. Vol. 34. Issue 2, pp. 114-118.

### INFORMATION ABOUT AUTHORS:

- <sup>1</sup> **Sergey N. Pavlikov**, PhD, Full Professor, Professor Maritime State University, named after adm. G.I. Nevelskoy, Vladivostok, Russia
- <sup>2</sup> **Valeriya Yu. Kolomeets**, senior lecturer, Maritime State University, named after adm. G.I. Nevelskoy, Vladivostok, Russia
- <sup>3</sup> **Yuriy Y. Kolesov**, postgraduate student Maritime State University, named after adm. G.I. Nevelskoy, Vladivostok, Russia
- <sup>4</sup> **Pavel N. Petrov**, postgraduate student Maritime State University, named after adm. G.I. Nevelskoy, Vladivostok, Russia
- <sup>5</sup> **Roman K. Afanasyev**, student Maritime State University, named after adm. G.I. Nevelskoy, Vladivostok, Russia

**KEYWORDS:** virus, antivirus, static and dynamic detection methods.

8. H. Charaf, S. Azzouzi (2017). A colored Petri-net model for control execution of distributed systems. *4th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*, pp. 277-282.
9. V. M. Solovyev (2018). Convergent and Hyperconvergent Computing Systems. *Izv. Saratov Univ. (N. S.), Ser. Math. Mech. Inform.*, vol. 18, iss. 1, pp. 84-100. DOI: 10.18500/1816-9791-2018-18-1-84-100. (In Rus)
10. L.K. Babenko, A.S. Kirillov (2017). Detection of malicious software based on various ways of linking executable files. *Fundamental Research*. No. 11, pp. 267-271. (In Rus)
11. V. Vasenin, A. Itkes, M. Krivchikov, E. Yavtushenko (2020). ChReIBAC data access control model for large-scale interactive informational-analytical systems. *Journal of Computer Virology and Hacking technique*, pp. 1-19. DOI: 10.1007/s11416-020-00365-9
12. O.I. Mikheeva, Yu.A. Gatchin, S.V. Savkov, R.M. Khammatova, A.P. Nyrkov (2020). Methods of searching for anomalous activities of web applications. *Scientific and technical bulletin of information technologies, mechanics and optics*. Vol. 20. No. 2, pp. 233-242. doi: 10.17586/2226-1494-2020-20-2-233-242 (In Rus)
13. Stalemate. RF No. 179369. System of adaptive management of a package of anti-virus scanners. Pavlikov S.N. Kolomeets V.Yu., Kotovich E.E. Zayal. 21.08.2017, Publ. 11.05.2018. Bulb. №. 14. (In Rus)
14. Bescheinigung ber die staatliche Registrierung des Computerprogramms der Russischen Federation 2017619669. Umfassendes Antivirenprogramm. Pavlikov S.N., Kolomeets V.Yu., Kotovich E.E. Ich habe gesagt. 05.07.2017, Geb. 01.09. 2017. (In Rus)
15. S.N. Pavlikov, E.I. Ubankin, V.Yu. Kolomeets, M.D. Plennik (2019). Development of a multiparameter sequential-parallel matrix system for the protection of the information network. *Science-intensive technologies in space research of the Earth*. Vol.11. No5. P. 39-47. Doi: 10.24411/2409-5419-2018-10286 (In Rus)
16. Patent of the Russian Federation 2759087 Method and system based on statistical analysis of executable files based on predictive models. Prudkovsky N.S. application. 07.12.2020, Publ. 09.11.2021, Bul. No. 31, pp. 30-32. (In Rus)
17. D. Ucci, L. Aniello, R. Baldoni (2017). Survey on the Usage of Machine Learning Techniques for Malware Analysis. *ACM Transactions on the Web*. Vol. 1. No. 1, Article 1. URL: <https://arxiv.org/pdf/1710.08189.pdf> (09.08.2022).
18. Patent of the Russian Federation 2762079 Method of detection of malicious programs and elements. Pavlikov S.N., Kolomeets V.Yu., Kopaeva E.Y. et al. Application. 24.03.2021. Publ. 15.12.2021. Bul.35. 12 p. (In Rus)
19. K. Warr (2019). Strengthening Deep Neural Networks: Making AI Less Susceptible to Adversarial Trickery. O'Reilly Media, Inc. 246 p.
20. S. Calzavara, M. Conti, R. Focardi, A. Rabitti, G. Tolomei (2019). Mitch: A Machine Learning Approach to the Black-Box Detection of CSRF Vulnerabilities. *2019 IEEE European Symposium on Security and Privacy (EuroS&P)*, pp. 528-543.
21. S.M. Avdoshin, A.B. Lazarenko, N.I. Chichileva, P.A. Naumov, P.F. Klyucharev (2019). Machine Learning Use Cases in Cybersecurity. *Trudy ISP RAN/Proc. ISP RAS*, vol. 31, issue 5, pp. 191-202. DOI: 10.15514/ISPRAS-2019-31(5)-15
22. Appelt Dennis, Nguyen Cu D, Panichella Annibale, Briand Lionel C (2018). A machine learning driven evolutionary approach for testing web application firewalls. *IEEE Transactions on Reliability*. Vol. 67, No. 3, pp. 733-757.

**For citation:** Pavlikov S.N., Kolomeets V.Yu., Kolesov Yu.Y., Petrov P.N., Afanasyev R.K. Method of detection of malware and its elements. H&ES Reserch. 2022. Vol. 14. No 3. P. 49-54. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-49-54 (In Rus)



doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-55-61

# РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РОЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В СЕЛЬСКОМ ХОЗЯЙСТВЕ

**МОХАММАД НАВАР<sup>1</sup>**

**ВОРОНОВА**  
Лилия Ивановна<sup>2</sup>

**ВОРОНОВ**  
Вячеслав Игоревич<sup>3</sup>

## АННОТАЦИЯ

**Введение.** Благодаря быстрому технологическому развитию коммуникационных и сетевых технологий и появлению технологии Интернета вещей, беспилотные летательные аппараты (БПЛА) стали использоваться практически во всех сферах жизни общества, от военных до гражданских. Сельское хозяйство - одна из областей, в которой БПЛА будут использоваться для контроля обширных площадей сельскохозяйственных культур. БПЛА смогут получать данные о состоянии почвы, улучшать сельское хозяйство и использовать средства защиты растений от насекомых и птиц. Следовательно, сельское хозяйство будет крупнейшим рынком для БПЛА. **Цель работы.** В статье рассмотрены вопросы возможности применения роя беспилотных летательных аппаратов в труднодоступных сельскохозяйственных районах для создания широкой зоны покрытия для передачи информации из наземных беспроводных сенсорных сетей. Исследованы архитектурные решения для летающих сенсорных сетей и представлена имитационная модель, интегрирующая летающие сенсорные сети (ЛСС) и наземные беспроводные сенсорные сети (БСС) для передачи данных. В модели изучается кластеризация роя БПЛА с помощью метода К-средних и поиск кратчайшего пути при маршрутизации с использованием алгоритма Дейкстры. **Результат.** Проведено компьютерное моделирование оптимальной маршрутизации для роя из 250 БПЛА. Приведены результаты моделирования кластеризации рой БПЛА, представлена модель кластеризации сети БПЛА с использованием метода машинного обучения – алгоритма К-средних, и представлена алгоритм маршрутизации данных через сеть роя БПЛА с использованием алгоритма Дейкстры, который находит кратчайший путь через сформированные кластеры.

## Сведения об авторах:

<sup>1</sup> аспирант каф. ИСУиА, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, nawar.info@gmail.com

<sup>2</sup> зав.каф. ИСУиА, д.ф.-м.н., Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, voronova.lilia@ya.ru

<sup>3</sup> к.т.н., доцент каф.ИСУиА, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия, vorvi@mail.ru

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** БПЛА, БСС, ЛСС, алгоритм Дейкстры, алгоритм К-средних, кластеризация, маршрутизация.

---

**Для цитирования:** Мохаммад Навар, Воронова Л.И., Воронов В.И. Разработка имитационной модели использования роя беспилотных летательных аппаратов в сельском хозяйстве // Научное исследование технологий в космических исследованиях Земли. 2022. Т. 14. № 3. С. 55-61. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-55-61

## Введение

Благодаря быстрому технологическому развитию коммуникационных и сетевых технологий и появлению технологии Интернета вещей, беспилотные летательные аппараты (БПЛА) стали использоваться практически во всех сферах жизни общества, от военных до гражданских. БПЛА, оснащённые различными датчиками и средствами связи, используются на дорогах, в сельском хозяйстве, строительстве, средствах массовой информации и т.д. [1].

Сельское хозяйство – одна из областей, в которой БПЛА будут использоваться для контроля обширных площадей сельскохозяйственных культур. БПЛА смогут получать данные о состоянии почвы, улучшать сельское хозяйство и использовать средства защиты растений от насекомых и птиц. Следовательно, сельское хозяйство будет крупнейшим рынком для БПЛА [2,3,4].

Применение БПЛА в сельском хозяйстве позволяет решать следующие задачи: инвентаризация сельхозугодий, создание электронных карт полей, оперативный мониторинг сельхозугодий, измерение объёмов собранного урожая, создание тематических карт земель сельхозназначения, карт состояния почвы, экологический мониторинг земель, карты подверженности сельхозкультур болезням и вредителям, карты состояния и объёмов посевов и т.д., и мониторинг земель сельхозназначения [5].

Технологично оснащённые беспилотники в сельском хозяйстве способны выполнять разнообразные операции: аэрофотосъёмку, видеосъёмку, 3D моделирование тепловизионную съёмку, лазерное сканирование, и опрыскивание.

В данной работе предлагается кластерная модель роя БПЛА с беспроводными сенсорными сетями с использованием алгоритма кластера К-средних и механизма сбора информации из беспроводных сенсорных сетей и её доставки на БПЛА с применением алгоритма ближайшего соседа. Затем выбирается оптимальный путь для передачи информации, полученной от беспроводных сенсорных сетей или других беспилотных летательных аппаратов, пользователю или серверу через рой БПЛА с использованием алгоритма Дейкстры.

Эта модель способствует удалённому мониторингу земель и сельскохозяйственных культур, получению информации о почве и других, а также отправке предупреждений в случае пожаров или любого стихийного бедствия, которое угрожает сельскохозяйственным землям и посевам.

## Материалы и методы

Архитектурные решения для летающих сенсорных сетей. Летающие сенсорные сети (ЛСС) – это разновидность беспроводных сенсорных сетей (БСС). Беспроводные сенсорные сети состоят из двух частей: наземной и летающей. Таким образом, эти сети могут быть архитектурно построены как одноранговые сети или иерархические сети. Летающая часть может содержать один БПЛА, как показано на рисунке 2а, или несколько БПЛА, которые взаимодействуют друг с другом и взаимодействуют с наземной частью беспроводных сенсорных сетей, как показано на рисунке 2б [7].

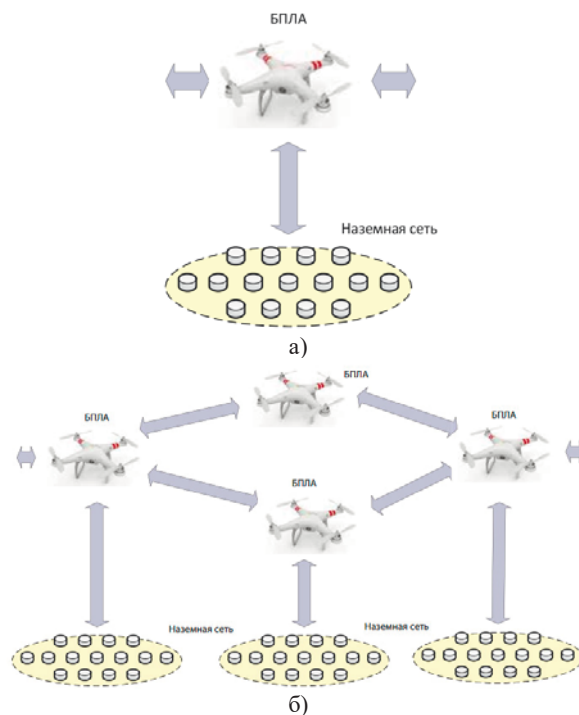


Рис. 1. а) ЛСС с одним БПЛА и наземной сетью; б) ЛСС с несколькими БПЛА и наземной сетью

Наземная сеть: IEEE 802.15.4 – наиболее распространённая технология передачи данных от сенсорных сетей на БПЛА. Протоколы, которые используют эту технологию: ZigBee, 6LoWPAN, Thread, RPL и т.д. [8].

В качестве технологии передачи данных между роем БПЛА используется IEEE 802.15.4g, который предназначен для реализации беспроводных персональных сетей WPAN большой ёмкости с низким энергопотреблением и низкой скоростью передачи данных. Протоколы, использующие эту технологию: LoRa, SigFox и другие [9, 10, 11].

БПЛА может находиться в нескольких состояниях:

– БПЛА как шлюз в беспроводную сенсорную сеть: БПЛА собирает данные, полученные главными узлами кластера от остальных узлов кластера. БПЛА проходит через все основные узлы кластеров беспроводной сенсорной сети, используя алгоритм ближайшего соседа.

– БПЛА как главный узел в кластере: Механизм кластеризации применяется к рою БПЛА с использованием алгоритма динамического К-Средних, и один БПЛА на кластер выбирается в качестве главного узла кластера. Данные передаются на сервер или пользователю для обработки данных путём выбора оптимального пути передачи данных между главными узлами сетевых кластеров БПЛА путём с использованием алгоритма Дейкстры.

– БПЛА как видео сканер для сельскохозяйственных угодий: на современных БПЛА установлены камеры, проводящие съёмку в различных диапазонах длин волн [12]. В этом случае БПЛА также является шлюзом к беспроводной сенсорной сети и оснащён камерой, которая снимает фото и видео с сельскохозяйственных угодий и отправляет их в случае пожара на сельскохозяйственных культурах или дру-



гих местах. Съёмка видео с помощью БПЛА значительно сокращает время по сравнению с наземным сканированием, когда БПЛА снимает видео на площади 30 км<sup>2</sup> за 1 час [12].

– БПЛА как беспроводное зарядное устройство: БПЛА содержит беспроводной распределитель энергии, который заряжает узлы беспроводных датчиков энергией с помощью Wi-Fi, чтобы продлить срок службы датчиков и жизненный цикл сети беспроводных датчиков, когда значение мощности падает ниже определенного порогового значения [13, 14].

### Разработанная авторами сетевая модель ЛСС+БСС для передачи данных

В статье предлагается обеспечить маршрутизацию передачи информационных пакетов в комбинированной сети интернета вещей для обмена информацией в труднодоступных сельскохозяйственных районах, содержащей наземные стационарные датчики, передающие информацию в главный кластерный узел, которая затем передаётся в рой БПЛА сосредоточенный на определенной достаточно большой сельскохозяйственной площади. Разработанная модель приведена на рисунке 2.

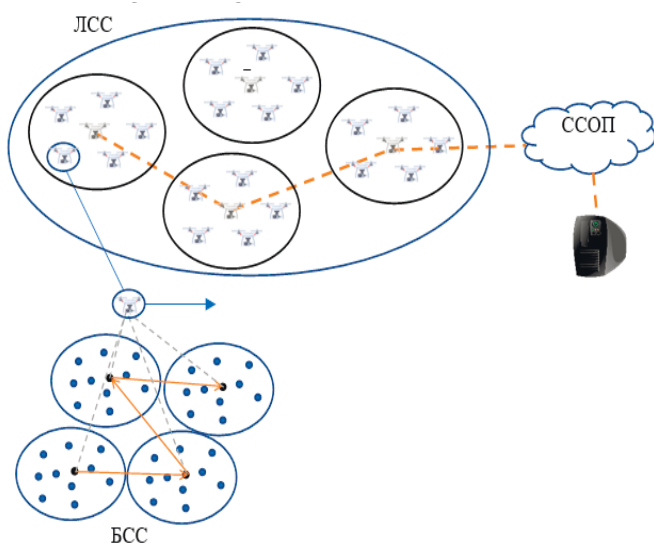


Рис. 2. Разработанная модель

Предлагаемая сетевая модель используется для передачи данных на большие расстояния и состоит из двух частей:

Первая часть (БСС) – это сеть беспроводных датчиков, которая состоит из очень большого количества самоорганизующихся коммуникативных групп из множества различных датчиков с низким энергопотреблением, которые следят за состоянием земли и сельскохозяйственных культур (например, датчик влажности, датчик температуры, так далее.). Эти датчики сгруппированы в кластеры, и в каждом кластере есть главный узел, который собирает данные от остальных узлов кластера и отправляет их БПЛА, который, в свою очередь, отправляет их серверу или пользователю через рой БПЛА.

Вторая часть (ЛСС) представляет собой рой БПЛА, для которых в свою очередь, можно построить коммуникатив-

ные кластеры, в которых один из БПЛА играет ГКУ, через который в сети БПЛА передаются данные на ССОП (Сеть связи общего пользования).

Авторы в разработанной имитационной модели используют ряд ограничений, описанных ниже в предлагаемом алгоритме поиска кратчайшего пути:

При имитационном моделировании сделаны следующие предположения и приняты ограничения:

- БПЛА в модели рассматриваются как точки с заданными координатами, которые изменяются с течением времени
- Рассматривается ситуация в фиксированный момент времени
- Точки (БПЛА) приблизительно равномерно распределены в трёхмерном модельном кубе, с относительными координатами  $x, y, z$  (0,0,0), (1,1,1) в слое между плоскостями  $z=0,7$ ,  $z=1$
- Источник сигнала с сети наземных датчиков располагается вблизи т. (0, 0, 0) – начала координат. Это модель приёмника сигналов с сети наземных датчиков.
- Базовая станция или сервер куда должен передаваться сигнал находится вблизи т. (1,1,0).
- В заданный момент времени осуществляется кластеризация роя БПЛА, которая реализуется с использованием метода К-средних
- Затем находятся кластеры, у которых ГКУ расположены наиболее близко к источнику сигнала с сети наземных датчиков (ГКУ\_1) и к базовой станции (ГКУ\_2).
- С приёмника сигнал передаётся на ГКУ\_1, затем включается алгоритм Дейкстры, который ищет кратчайший путь между ГКУ\_1 и ГКУ\_2, сигнал с ГКУ\_2 передаётся на базовую станцию.

### Кластеризация роя БПЛА

Кластеризация – это метод, который группирует близкие друг к другу данные в группы на основе характеристик этих данных, а процесс кластеризации выполняется путём уменьшения расстояния между данными и центроидом (ГКУ) кластера [15, 16, 17].

Одним из самых популярных алгоритмов кластеризации является алгоритм k-средних, в котором изначально произвольно задаются центры кластеров, затем вычисляются расстояния между всеми данными и центрами этих кластеров и происходит группировка данных на основе наименьшего расстояния между каждым центром и данными. В образованных кластерах вычисляются новые центры и шаги повторяются до достижения состояния стабильности. Кроме того, существует подход, позволяющий определять оптимальное количество кластеров в заданном пространстве [18,19,20].

Для определения меры близости БПЛА к определенному кластеру, мы будем использовать метрику Евклидова расстояния по формуле (1)

$$p(x, y) = \|x - y\| = \sqrt{\sum_{p=1}^n (x_p - y_p)^2}, \text{ где } x, y \in R^n \quad (1)$$

$$(x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(m)}), x^{(i)} \in R^n$$

где:  $x, y$  – координаты БПЛА и центра кластера в  $n$ -мерном пространстве.

В этой статье механизм кластеризации реализован с использованием алгоритма K-средних в отношении роя БПЛА, описываемых координатами в трёхмерном пространстве.

Алгоритм K-средних реализован для кластеризации сети из двухсот пятидесяти БПЛА с координатами в фиксированный момент времени с использованием языка Python и среды разработки Anaconda.

Псевдокод K-средних:

- Choose the number of clusters(K)
- Choose randomly points  $c_1, c_2, \dots, c_k$  as centroids
- Repeat steps 4 and 5 until convergence or until the end of number of iterations
  - for each data point  $x_i$ :
  - find the nearest centroid( $c_1, c_2 \dots c_k$ )
  - assign the point to that cluster
  - for each cluster  $j = 1..k$
  - new centroid = mean of all points assigned to that cluster
  - End

### Поиск кратчайшего пути для передачи данных в рое БПЛА

Маршрутизация - одна из основных задач в сетях БПЛА, связанная с поиском кратчайшего пути для передачи данных от источника к приёмнику. В целом, при разработке любого алгоритма маршрутизации необходимо учитывать ряд важных вопросов, таких как самоорганизация, энергоэффективность, гибкость, масштабируемость, отказоустойчивость, точность и качество.

В этой работе использовался алгоритм Дейкстры, который находит дерево кратчайших путей, начиная с источника на основе двух групп, первая группа содержит вершины в дереве кратчайших путей, а вторая группа содержит вершины, которые ещё не были добавлены к дереву кратчайшего пути. Пока алгоритм работает, мы ищем вершину в наборе вершин, не добавленных в дерево, которая имеет кратчайшее возможное расстояние от источника.

Псевдокод алгоритма Дейкстры:

```
function Dijkstra (graph, source)
for each (vertex) in (graph)
    distance[vertex] = infinite
    previous[vertex] = NULL
If (vertex) != source, add (vertex) to Priority Queue (queue)
distance[source] = 0
while (queue) IS NOT EMPTY
    N = Pop MIN from (queue)
    for each unvisited neighbor (vertex) of N
        temp = distance[N] + distanceBetween(N, vertex)
        if temp < distance[vertex]
            distance[vertex] = temp
            previous[vertex] = N
return distance[], previous[]
```

Описанный выше алгоритм K-средних/Дейкстры реализован на 250 БПЛА с заданными координатами в трёхмерном пространстве с использованием среды Python. Рой БПЛА моделируется как летающая сеть из 250 БПЛА за определенный период времени. В целом нам не нужно такое

количество БПЛА, но мы выбрали это количество, чтобы получить большее количество кластеров и проверить эффективность механизма маршрутизации в этой сети.

Эти БПЛА распределены таким образом, что каждый БПЛА, который играет роль главного кластерного узла, находится в пределах радиовидимости, по крайней мере, одного из оставшихся главных кластерных узлов, когда выполняется кластеризация летающей сети.

Нормальное распределение роя БПЛА в модельном кубе с относительными координатами  $x, y, z$  ( $0,0,0$ ), ( $1,1,1$ ) в слое между плоскостями  $z = 0,7$ ,  $z = 1$ , показано на рисунке 3а. Узел sender с координатами ( $0,0,0$ ) является передатчиком данных от наземных датчиков в рой дронов или БПЛА. Узел gateway с координатами ( $1,1,0$ ) – это шлюз, который получает данные, отправленные от отправителя через сеть БПЛА, и отправляет их на базовую станцию.

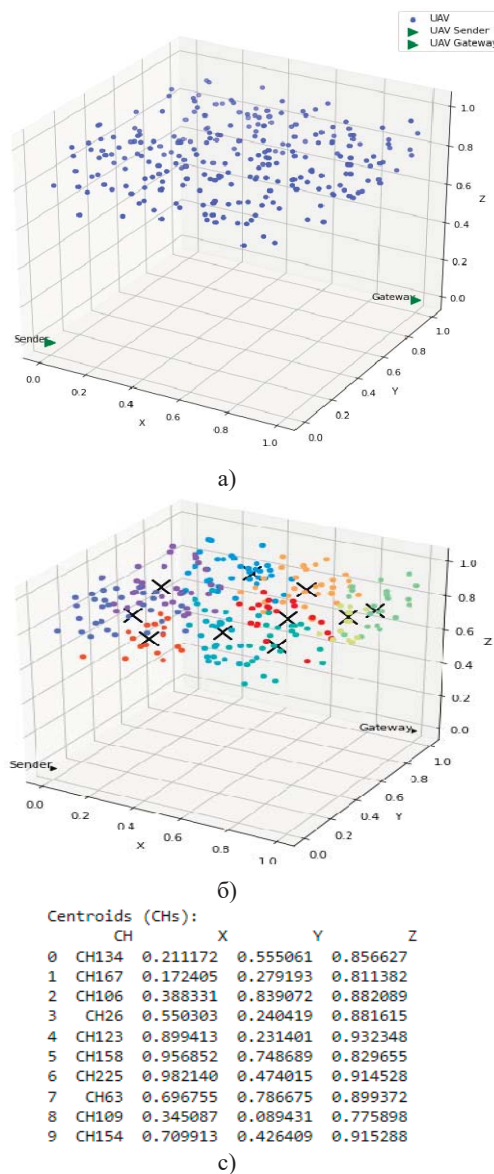


Рис. 3. Размещение роя БПЛА: а) в модельном пространстве; б) результат кластеризации; в) координаты центров кластеров

В результате реализации алгоритма К-средних рой БПЛА группируется в десять кластеров в зависимости от ближайшего центра кластера (CH), как показано на рисунке 3б, где каждый цвет представляет кластер, а каждый знак (x) представляет центр кластера (CH). БПЛА, играющие роль головных узлов кластера, были получены после округления значений центров кластеров, полученных после завершения процесса кластеризации, до ближайших БПЛА. Этими основными узлами являются: CH134, CH167, CH106, CH26, CH1123, CH158, CH225, CH63, CH109 и CH154. CH167 указывает, что 167-й БПЛА является головным узлом или центром кластера и. и т. д., как на рисунке 3с. После определения положения головных кластерных узлов (CHs) узел sender собирает данные с наземных датчиков, а затем отправляет их ближайшему головному кластерному узлу (ближайший CH), чтобы начать маршрутизацию с использованием алгоритма Дейкстры.

После применения алгоритма К-средних и нахождения головных кластерных узлов выполняется алгоритм Дейкстры для поиска кратчайшего пути между узлами этих головных кластеров (CH134, CH167, CH106, CH26, CH1123, CH158, CH225, CH63, CH109, CH154. CH167) как показано на рисунке 4а, б.

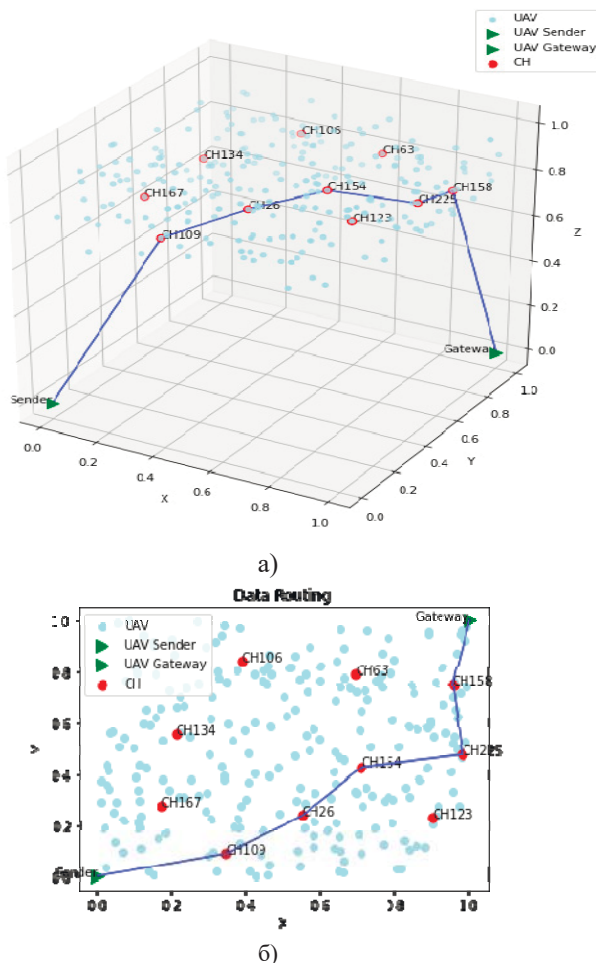


Рис. 4. Результаты применения алгоритма Дейкстры:  
 а) путь данных через головные узлы кластера от отправителя к получателю в 3D; б) путь данных в 2D

Этот путь начинается от отправителя с координатами (0, 0, 0), который передаёт данные в ближайший к нему кластер головного узла кластера CH109, который, в свою очередь, выглядит для его ближайшего CH-CH26. и так далее, пока не будет достигнут ближайший CH к шлюзу, который является CH158, который передаёт данные на базовую станцию, поэтому путь данных через сеть БПЛА является CH126 -> CH154 -> CH225 -> CH158, а затем данные передаются на базовую станцию через узел Gateway с координатами (1, 1, 0).

Таким образом, проведенные эксперименты показали, что рой БПЛА, представляющий собой летающую сеть, группируется с помощью алгоритма К-средних в определенный период времени, и между собранными кластерами находится кратчайший путь для отправки данных из сети беспроводных датчиков на приемник, который, в свою очередь, передает полученные данные на базовую станцию или сервер для обработки этой информации.

### Заключение

В статье приведены результаты моделирования кластеризации рой БПЛА, представлена модель кластеризации сети БПЛА с использованием метода машинного обучения - алгоритма К-средних, и представлена алгоритм маршрутизации данных через сеть роя БПЛА с использованием алгоритма Дейкстры, который находит кратчайший путь через сформированные кластеры.

В результате типичного эксперимента на рое из 250 БПЛА за определенный период времени в среде Python найдены кластеры, БПЛА в них, которые действуют как головные узлы, используемые в маршрутизации, и найден кратчайший путь между передатчиком и получателем (шлюз).

### Литература

1. Бондарев А.Н., Киричек Р.В. Обзор беспилотных летательных аппаратов общего пользования и регулирования воздушного движения БПЛА в разных странах // Информационные технологии и телекоммуникации. 2016. Т. 4. № 4. С. 13-23.
2. Кучкарова Д.Ф., Хаитов Б.У. Современные системы ведения сельского хозяйства // Молодой ученый. 2015. №12. С. 222-223.
3. Бауэрс П. Летательные аппараты нетрадиционных схем. М.: Мир, 2016. 320 с. (С. 130-131).
4. Витер А.Ф., Турусов В.И., Гармашов В.М. и др. Обработка почвы как фактор регулирования почвенного плодородия: монография. М.: НИЦ ИНФРА-М, 2014. 173 с.
5. Хорт Д.О., Личман Г.И., Филиппов Р.А., Беленков А.И. Применение беспилотных летательных аппаратов (дронов) в точном земледелии // Фермер. Поволжье. 2016. № 7. С. 34-37.
6. Andrew Meola. Here's what to expect from the FAA's upcoming drone regulations. Режим доступа: <http://www.businessinsider.com/heres-what-toexpect-from-the-faas-upcoming-droneregulations-2016-5>
7. Кучерявый А.Е., Владыко А.Г., Киричек Р.В., Прокопьев А.В., Богданов И.А., Дорт-Гольц А.А. Летающие сенсорные сети // Электросвязь. № 9. 2014.
8. Мутханна А. Сравнение протоколов маршрутизации для всепроникающих сенсорных сетей // Электросвязь. 2014. № 9.
9. Кумаритова Д.Л., Киричек Р.В. Обзор и сравнительный анализ технологий LPWAN сетей // Информационные технологии и телекоммуникации. 2016. Т. 4. № 4. С. 33-48.

10. Гимранов Р.Р., Киричек Р.В., Шпаков М.Н. Технология межмашинного взаимодействия LoRa // Информационные технологии и телекоммуникации. 2015. № 2. С. 62-73.
11. Sigfox Our Story 2020 <https://www.sigfox.com/en/sigfox-story>.
12. Геомир Беспилотники в сельском хозяйстве 2019 <https://www.geomir.ru/publikatsii/bespilotniki-v-selskom-khozyaystve/>
13. Prakash S., Saroj V. 2019 A Review of Wireless Charging Nodes in Wireless Sensor Networks: ACM-WIR. Springer, pp. 177-188.
14. Renesas Introduction to Wireless Battery Chargin. Retrieved from: <https://www.renesas.com/us/en/products/power-management/wireless-power/introduction-to-wireless-battery-charging>
15. Bezumnov D.N., Voronov V.I. Development of the Research Stand for Exploration of Models and Algorithms for Group Control of Ground-Based Mobile Robots Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2021, pp. 1-6.
16. Bykov A.D., Voronov V.I., Voronova L.I., Zharov I.A. Web Application Development for Biometric Identification System Based on Neural Network Face Recognition Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. 2020, pp. 1-6.
17. Voronova L.I., Voronov V.I., Nawar M. Modeling the Clustering of Wireless Sensor Networks Using the K-means Method International Conference "Quality Management, Transport and Information Security, Information Technologies" (IT&QM&IS), 2021.
18. Puccinelli D., Haenggi M. Wireless sensor networks: Applications and challenges of ubiquitous sensing. IEEE Circuits Syst. 2005. No.5, pp. 19-31.
19. Torri T., Sanada Y. Radiation Measurement by Unmanned Aircraft after Fukushima Daiichi Nuclear Power Plant Accident in Proceedings of the of Symp. ICAO. 2015.
20. Francesco M., Das S., Anastasi G. Data collection in wireless sensor networks with mobile elements: A survey ACM Trans. Sen. Netw. 2011. No.8, pp. 1-31.

## DEVELOPMENT OF A SIMULATION MODEL FOR UNMANNED AERIAL VEHICLES IN AGRICULTURE

**MOHAMMAD NAWAR**

Moscow, Russia, nawar.info@gmail.com

**LILIA I. VORONOVA**

Moscow, Russia, voronova.lilia@ya.ru

**VYACHESLAV I. VORONOV**

Moscow, Russia, vorvi@mail.ru

**KEYWORDS:** *Unmanned aerial vehicles, Dijkstra's algorithm, K-means algorithm, clustering, routing.*

### ABSTRACT

**Introduction:** Due to the rapid technological development of communication and network technologies and the emergence of the Internet of Things technology, unmanned aerial vehicles (UAVs) have become used in almost all areas of society, from military to civilian. Agriculture is one area where UAVs will be used to monitor vast areas of crops. UAVs will be able to receive data on the state of the soil, improve agriculture and use plant protection products from insects and birds. Consequently, agriculture will be the largest market for UAVs. **Objective.** The article discusses the possibility of using a swarm of unmanned aerial vehicles in hard-to-reach agricultural areas to create a wide coverage area for transmitting information

from ground-based wireless sensor networks. Architectural solutions for flying sensor networks are investigated and a simulation model is presented that integrates flying sensor networks (LSNs) and terrestrial wireless sensor networks (WSNs) for data transmission. The model studies the clustering of an UAV swarm using the K-means method and the search for the shortest path in routing using the Dijkstra algorithm. **Result.** Computer simulation of optimal routing for a swarm of 250 UAVs has been carried out. The results of UAV swarm clustering modeling are presented, a UAV network clustering model is presented using the machine learning method - the K-means algorithm, and an algorithm for routing data through the UAV swarm network using Dijkstra's algorithm, which finds the shortest path through the formed clusters.



## REFERENCES

1. A. N. Bondarev, R. V. Kirichek (2016). Review of unmanned aerial vehicles for general use and UAV air traffic control in different countries. *Information technologies and telecommunications*. Vol. 4. No. 4, pp. 13-23.
2. D.F. Kuchkarova, B.U. Khaitov (2015). Modern systems of agricultural management. *Young scientist*. No. 12, pp. 222-223.
3. P. Bowers (2016). Aircraft of non-traditional schemes. Moscow: Mir, 2016. 320 p. (P. 130-131).
4. A.F. Viter, V.I. Turusov, V.M. Garmashov et al. (2014). Soil cultivation as a factor in the regulation of soil fertility. Moscow: NITs INFRA-M. 173 p.
5. D.O. Hort, G.I. Lichman, R.A. Filippov, A.I. Belenkov (2016). The use of unmanned aerial vehicles (drones) in precision farming. *Farmer. Volga region*. No. 7, pp. 34-37.
6. Andrew Meola Here's what to expect from the FAA's upcoming drone regulations.
7. A.E. Kucheryavy, A.G. Vladyko, R.V. Kirichek, R.V. Kirichek, A.V. Prokopiev, I.A. Bogdanov, A.A. Dort-Goltz (2014). Flying Sensory Networks. *Electrosvyaz*, No. 9. ISSN 0013-5771
8. A. Muthanna (2014). Comparison of routing protocols for pervasive sensor networks. *Elektrosvyaz*. No. 9.
9. D. L. Kumaritova, R. V. Kirichek (2016). Overview and comparative analysis of LPWAN network technologies. *Information technologies and telecommunications*. Vol. 4. No. 4, pp. 33-48.
10. R. R. Gimranov, R. V. Kirichek, M. N. Shpakov (2015). Technology of machine-to-machine interaction LoRa. *Information technologies and telecommunications*. No. 2, pp. 62-73.
11. Sigfox Our Story 2020 <https://www.sigfox.com/en/sigfox-story>
12. Geomir Unmanned aerial vehicles in agriculture 2019 <https://www.geomir.ru/publikatsii/bespilotniki-v-selskom-khozyaystve/>
13. S. Prakash, V. Saroj (2019). A Review of Wireless Charging Nodes in Wireless Sensor Networks: ACM-WIR Springer, pp.177-188.
14. Renesas Introduction to Wireless Battery Charging. Retrieved from: <https://www.renesas.com/us/en/products/power-management/wireless-power/introduction-to-wireless-battery-charging>.
15. D.N. Bezumnov and V.I. Voronov (2021). Development of the Research Stand for Exploration of Models and Algorithms for Group Control of Ground-Based Mobile Robots. *Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, pp. 1-6.
16. A.D. Bykov, V.I. Voronov, L.I. Voronova and I.A. Zharov (2020). Web Application Development for Biometric Identification System Based on Neural Network Face Recognition. *Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, pp. 1-6.
17. L.I. Voronova, V.I. Voronov, M. Nawar (2021). Modeling the Clustering of Wireless Sensor Networks Using the K-means Method. *International Conference "Quality Management, Transport and Information Security, Information Technologies" (IT&QM&IS)*.
18. D. Puccinelli, M. Haenggi (2005). Wireless sensor networks: Applications and challenges of ubiquitous sensing. *IEEE Circuits Syst*. No.5, pp. 19-31.
19. T. Torri and Y. Sanada (2015). Radiation Measurement by Unmanned Aircraft after Fukushima Daiich Nuclear Power Plant Accident in Proceedings of the of Symp. ICAO.
20. M. Francesco, S. Das, G. Anastasi (2011). Data collection in wireless sensor networks with mobile elements: A survey *ACM Trans. Sen. Netw*. No.8, pp. 1-31.

## INFORMATION ABOUT AUTHORS:

**Mohammad Nawar**, graduate student, MTUCI, Moscow, Russia

**Lilia I. Voronova**, Head of Department, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, MTUCI, Moscow, Russia

**Vyacheslav I. Voronov**, candidate of technical sciences, associate professor, MTUCI, Moscow, Russia

---

**For citation:** Nawar Mohammad, Voronova L.I., Voronov V.I. Development of a simulation model for unmanned aerial vehicles in agriculture. *H&ES Reserch*. 2022. Vol. 14. No 3. P. 55-61. doi: 10.36724/2409-5419-2021-14-3-55-61 (In Rus)

doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-62-66

## ВОПРОСЫ ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ ЭРОЗИОННОСТИ ПОЧВЫ В ЛЕСНЫХ МАССИВАХ МЕТОДАМИ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

**ДЖАВАДОВ**

Натик Гаджи оглы<sup>1</sup>

**АСАДОВ**

Хикмет Гамид оглы<sup>2</sup>

**КАЗИМОВА**

Фаргана Тевеккул кызы<sup>3</sup>

### АННОТАЦИЯ

**Введение.** Существует ряд факторов влияющих и ускоряющих эрозионные процессы. При этом эрозийность самой почвы играет немаловажную роль. Для оценки эрозионного состояния почв широко используются различные методы и средства дистанционного зондирования. Цель исследования: Целью исследования является некоторое упрощение известной мультипликативной модели исследования эрозионности почвы в лесах путем некоторого совмещения показателей отдельных множителей и формирование новых составных функционалов – показателей стресса растительности в составе усовершенствованной модели. **Методы.** Введенные в статью функционалы могут быть рассмотрены в качестве индексов состояния растений на лесных территориях. Первая составляющая в этих функционалах является показателем стресса, т.е. чем больше эта составляющая тем глубже состояние стресса растения. В то же время вторая составляющая в указанных функционалах является показателем здорового состояния растительности. Следовательно, в целом, средне-взвешенная величина этих показателей является показателем состояния растительности. **Результаты.** Показано экстремальное свойство этого функционала, названного функционалом состояния растения. Определено, что, этот функционал может быть определен в качестве линейно взвешенной или геометрической средней величины. В первом случае в графике зависимости этого функционала от показателя отраженного сигнала в зоне Green, правее от точки экстремума (минимума) находится зона ухудшения состояния растительности, а левее зона улучшения. Во втором случае, при использовании геометрического среднего, указанная картина изменяется, следующим образом: выявляются условия когда экстремум превращается в минимум или максимум. В случае максимума правее от точки максимума находится зона улучшения состояния растительности, а левее ухудшения. **Практическая зависимость.** На основе полученных результатов могут быть разработаны новые методики по оценке состояния эрозионности почвы используя результаты спектрального дистанционного зондирования. в лесах. **Обсуждение.** Рассмотрен вопрос об оценке эрозионности почвы лесных участков. На основе известной модели эрозионности почв лесных территорий предложен усовершенствованная модель эрозионности, содержащий в своем составе экстремальный функционал состояния растительности, зависящий от двух показателей характеризующих соответственно содержание азота в растении и уровень стресса. Введение такого экстремального множителя в мультипликативную модель эрозионности позволяет более объективно оценить степень эрозионности почвы.

### Сведения об авторах:

<sup>1</sup>д.т.н., профессор, директор Национального Аэрокосмического Агентства, г. Баку, Азербайджанская Республика, asadzade@rambler.ru

<sup>2</sup>д.т.н., профессор, Национальное Аэрокосмическое Агентство, Научно-Исследовательский Институт Аэрокосмической Информатики, г. Баку, Азербайджанская Республика, asadzade@rambler.ru

<sup>3</sup>Аспирант, Национального Аэрокосмического Агентства, Институт Экология, г. Баку, Азербайджанская Республика, fergane.kazimova@mail.ru

**КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА:** дистанционное зондирование земли, эрозия, почва, лес, загрязнение, модель.

**Для цитирования:** Джавадов Н.Г., Асадов Х.Г., Казимова Ф.Т. Вопросы оценки состояния эрозионности почвы в лесных массивах методами дистанционного зондирования // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2022. Т. 14. № 3. С. 62-66. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-62-66

## Введение

Хорошо известно, что вопрос эрозии земель является одним из важнейших проблем как в земледелии, так и в лесном хозяйстве [1-5]. Существуют ряд факторов, влияющих и ускоряющих эрозионные процессы. Одним из таких факторов являются дожди [6-10], их длительность и интенсивность. При этом эрозийность самой почвы играет немаловажную роль. При использовании методов и средств дистанционного зондирования для оценки эрозионного состояния почв широко используется такой показатель, как долевой охват растительностью (*FVC*), показывающий уровень покрытия лесных земель растительностью [11-13].

В общем случае известны два определения *FVC*.

Так, согласно [11],

$$FVC = \left[ \frac{(NDVI - NDVI_0)}{NDVI_\infty - NDVI_0} \right]^2. \quad (1)$$

Согласно [3],

$$FVC = \left[ \frac{NDVI - NDVI_0}{NDVI_\infty - NDVI_0} \right]. \quad (2)$$

В формулах (1) и (2) *NDVI* – величина этого индекса в пикселе; *NDVI<sub>0</sub>* – величина *NDVI* в не заросшей почве; *NDVI<sub>∞</sub>* – величина *NDVI* для участка, где *FVC* равен 100%. Эрозия почвы в лесу часто возникает на незаросших участках земли, где из-за интенсивных дождей поверхностный поток воды смывает почву [14-16].

Такие участки обнаруживаются методами и средствами дистанционного зондирования, используя нормализованный дифференциальный Почвенный Индекс (*NDSI*) предложенный в [17] и определяемый как

$$NDSI = \frac{MIR1 - NIR}{MIR1 + NIR}, \quad (3)$$

где *MIR1* – отраженный сигнал в диапазоне 1570÷1650 нм.

В работе [18] предложен мультипликативная модель эрозионности почвы в лесах. Указанная модель может быть математически записана в виде

$$M_{se} = \prod_{i=1}^5 M_i, \quad (4)$$

где

$$M_1 = (1 - FVC); M_2 = (1 - NRI); M_3 = Slope; M_4 = YLI; M_5 = NDSI.$$

Поясным *NRI*, *Slope*, *YLI*.

Показатель *NRI* называется индексом отражения азота и был предложен в работе [19]. Этот индекс определяется как

$$NRI = \frac{NIR}{Green}, \quad (5)$$

где *Green* и *NIR* – сигналы отражения в зеленом диапазоне и в зоне ближнего ИК. *Slope* – показатель, указывающий на покатость поверхности ландшафта; *YLI* – показатель, вводимый по той причине, что Landsat 8 OLI (спектрорадиометр) не

имеет желтый канал [20]. Желтая зона спектра в данном случае моделируется

$$YLI = \frac{(Green + Red)}{2}, \quad (6)$$

где *Green* – отраженный сигнал в зеленой зоне; *Red* – в красной зоне.

Целью исследования является упрощение модели (4) путем совмещения показателей (5) и (6) и разработки новых составных показателей стресса растительности для учета в модели эрозионности почвы в лесных массивах.

## Предлагаемый метод

Предлагается следующая модель для оценки эрозионности почвы в лесных массивах:

$$M_{new.er} = \left( \prod_{i=1}^5 M_i \right) F, \quad (7)$$

где

$$F = F(YLI, NRI). \quad (8)$$

Таким образом, предлагаемая модель *M<sub>new.er</sub>* отличается от существующей модели (4) наличием функционала *F*, зависящего от показателей *YLI* и *NRI*.

Функционал *F* формируется в двух вариантах:

1. В виде линейной скалярной свертки

$$F_1 = \alpha_1 \cdot YLI + \alpha_2 \cdot NRI, \quad (9)$$

где  $\alpha_1, \alpha_2$  – весовые коэффициенты, определяемые как

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1. \quad (10)$$

С учетом (9), (5), (6) имеем

$$F_1 = \frac{\alpha_1 (Green + Red)}{2} + \alpha_2 \frac{NIR}{Green}. \quad (11)$$

2. В виде геометрического среднего:

$$F_2 = YLI^{\alpha_1} \cdot NRI^{\alpha_2}. \quad (12)$$

С учетом (12), (5), (6) имеем:

$$F_2 = \left[ \frac{(Green + Red)}{2} \right]^{\alpha_1} \cdot \left[ \frac{NIR}{Green} \right]^{\alpha_2}. \quad (13)$$

Введенные выше функционалы *F*, *F<sub>1</sub>*, *F<sub>2</sub>* могут быть рассмотрены в качестве индексов состояния почвы на лесных территориях, так как первая составляющая в (9)÷(13) является показателем стресса, т.е. чем больше эта составляющая тем глубже состояние стресса растения.

В то же время вторая составляющая в (9)÷(13) является показателем здорового состояния растительности. Следовательно, в целом, средневзвешенная величина этих показателей является показателем состояния растительности.

**Исследование экстремальных свойств индексов состояния почвы в лесных массивах**

Исследуем функционал (11) на экстремум от *Green* используя для этого метод анализа производных. Имеем

$$\frac{dF_1}{dGreen} = \frac{\alpha_1}{2} - \frac{\alpha_2 NIR}{Green^2}. \quad (14)$$

Приравнивая правую сторону (14) к нулю, получаем

$$\frac{\alpha_1}{2} - \frac{\alpha_2 NIR}{Green^2} = 0. \quad (15)$$

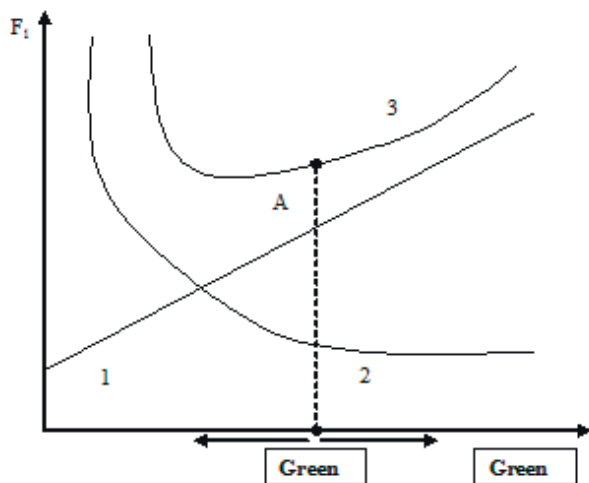
Из (15) находим

$$Green = \sqrt{\frac{2\alpha_2 NIR}{\alpha_1}}. \quad (16)$$

Таким образом, при выполнении условия (16) индекс состояния (9) достигает экстремума. Нетрудно показать, что этот экстремум является минимумом.

Для этого следует вычислить вторую производную  $F_1$  по *Green* и убедиться, что она является всегда положительной величиной. Следовательно, функционал  $F_1$  при условии (16) достигает минимальной величины.

Графически, процесс появления минимума  $F_1$  показан на рисунке 1.



**Рис. 1.** Появление минимум функционала  $F_1$  в зависимости от величины сигнала *Green*. Цифрами обозначены: 1 – график индекса *YLI*; 2 – график индекса *NRI4*; 3 – график функционала  $F_1$

Как видно из графиков, приведенных на рисунке 1, в характерной точке *A* (*Green*)  $F_1$  достигает минимума. Эту точку можно назвать точкой перелома в состоянии растительности, так как слева *A* происходит рост здорового состояния растения с уменьшением *Green*.

При этом справа с точки *A* с увеличением *Green* состояние здоровья ухудшается, т.к. *YLI* растет, а *NRI* уменьшается.

Далее исследуем экстремальные свойства мультипликативного показателя  $F_2$ . Имеем

$$\frac{dF_2}{dGreen} = \frac{\alpha_1}{2} \cdot \left[ \frac{Green + Red}{2} \right]^{\alpha_1 - 1} \cdot \left[ \frac{NIR}{Green} \right]^{\alpha_2} - \left[ \frac{Green + Red}{2} \right]^{\alpha_1} \cdot \alpha_2 \left[ \frac{NIR}{Green} \right]^{\alpha_2 - 1} \cdot \frac{NIR}{Green^2}. \quad (17)$$

Выражение (17) перепишем в виде

$$\frac{dF_2}{dGreen} = \frac{\alpha_1}{2} \cdot \left[ \frac{Green + Red}{2} \right]^{-1} - \alpha_2 \left[ \frac{NIR}{Green} \right]^{-1} \cdot \frac{NIR}{Green^2}. \quad (18)$$

Из выражения (18) получаем

$$\frac{dF_2}{dGreen} = \frac{\alpha_1}{2} \cdot \left[ \frac{2}{Green + Red} \right] - \alpha_2 \left[ \frac{NIR}{Green} \right] \cdot \frac{NIR}{Green^2}. \quad (19)$$

Из выражения (19) находим:

$$\frac{dF_2}{dGreen} = \frac{\alpha_1}{Green + Red} - \frac{\alpha_2}{Green}. \quad (20)$$

Из условия  $\frac{dF_2}{dGreen}$  получим

$$\frac{Green + Red}{Green} = \frac{\alpha_1}{\alpha_2}. \quad (21)$$

Приняв

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_2} = \chi, \quad (22)$$

имеем

$$Green + Red = Green \cdot \chi. \quad (23)$$

Из (23) находим

$$Green(1 - \chi) = -Red, \quad (24)$$

или

$$Green = \frac{Red}{\chi^{-1}}. \quad (25)$$

Таким образом, при условии (25) функционал  $F_2$  достигает экстремума. Исследуем тип экстремума.

Имеем

$$\frac{d^2 F_2}{dGreen^2} = \frac{d \left[ \frac{\alpha_1}{Green + Red} - \frac{\alpha_2}{Green} \right]}{dGreen} = -\frac{\alpha_1}{(Green + Red)^2} + \frac{\alpha_2}{Green^2}. \quad (26)$$

Из (26) ясно, что при условии

$$\frac{\alpha_2}{Green^2} > \frac{\alpha_1}{(Green + Red)^2}, \quad (27)$$

или при



$$\frac{\alpha_2}{\alpha_1} > \left( \frac{Green}{Green + Red} \right), \quad (28)$$

или при

$$\left( 1 + \frac{Red}{Green} \right)^2 > \frac{\alpha_2}{\alpha_1}. \quad (29)$$

$F_2$  достигает минимума, т.е. появляется точка перелома в состоянии растительности, подобно точки А (см. рис. 1).

В случае выполнения условия

$$\frac{\alpha_2}{\alpha_1} > \left( 1 + \frac{Red}{Green} \right)^2$$

картина, показанная на рисунке 1, изменяется на обратное, т.е. справа с точки А с ростом *Green* состояние растительности улучшается, а слева с точки А с уменьшением *Green* ухудшается.

### Заключение

Рассмотрен вопрос об оценке эрозионности почвы лесных участков. На основе известной модели эрозионности почв лесных территорий предложен усовершенствованная модель эрозионности, содержащий в своем составе функционал, зависящий от двух показателей, характеризующих соответственно содержание азота в растении и уровень стресса. Показано экстремальное свойство этого функционала, названного функционалом состояния растения. Определено, что, этот функционал может быть определен в качестве линейно взвешенной или геометрической средней величины. В первом случае в графике зависимости этого функционала от показателя отраженного сигнала в зоне *Green*, правее от точки экстремума (минимума) находится зона ухудшения состояния растительности, а левее зона улучшения. Во втором случае, при использовании геометрического среднего, указанная картина изменяется, следующим образом: выявляются условия, когда экстремум превращается в минимум или максимум. В случае максимума правее от точки максимума находится зона улучшения состояния растительности, а левее ухудшения.

### Литература

1. Borrelli P., Robinson D.A., Fleischer L.R., Lugato E., Ballabio C., Alewell C., et al. An assessment of the global impact of 21st century land use change on soil erosion // Nature Communications, no. 8 (1), 2017, pp. 1-13.
2. Nearing M.A., Xie Y., Liu B., Ye Y. Natural and anthropogenic rates of soil erosion // International Soil and Water Conservation Research, no. 5 (2), 2017, pp. 77-84.
3. Li M., Wang Y.K., Xu P., Fu B., Tian C.S., Wang S. Cropland physical disturbance intensity: Plot-scale measurement and its application for soil erosion reduction in mountainous areas // Journal of Mountain Science, no. 15 (1), 2018, pp. 198-210.
4. Pan D.L., Gao X.D., Dyck M., Song Y.Q., Wu P., Zhao X.I. Dynamics of runoff and sediment trapping performance of vegetative filter strips: Run-on experiments and modeling. The Science of the Total Environment, no. 593, 2017, pp. 54-64.

5. Li T.T., Zhao L.S., Duan H.T., Yang Y.F., Wang Y., Wu F.Q. Exploring the interaction of surface roughness and slope gradient in controlling rates of soil loss from sloping farmland on the Loess Plateau of China // Hydrological Processes, 2019, 10.1002/hyp.13588.

6. Verstraeten G., Poesen J., Demaree G., Salles C. Long-term (105 years) variability in rain erosivity as derived from 10 min rainfall depth data for Ukkel (Brussels, Belgium): Implications for assessing soil erosion rates // Geophysical Research Atmospheres. 2006. Vol.111, pp.1-11 DOI: 10.1029/2006JD007169.

7. Cerdà A., Rodrigo-Comino J., Giménez-Morera A., Keesstra S.D. Hydrological and erosional impact and farmer's perception on catch crops and weeds in citrus organic farming in Canyoles river watershed // Eastern Spain. Agriculture, Ecosystems & Environment, no. 258, 2018, pp. 49-58.

8. Fayas C.M., Abeysingha N.S., Nirmanee K.G.S., Samarantunga D., Mallawatantri A. Soil loss estimation using rusle model to prioritize erosion control in KELANI river basin in Sri Lanka // International Soil and Water Conservation Research, no. 7 (2), 2019, pp. 130-137.

9. Dai C., Liu Y., Wang T., Li Z., Zhou Y. Exploring optimal measures to reduce soil erosion and nutrient losses in southern China // Agricultural Water Management, no. 210, 2018, pp. 41-48.

10. Keesstra G. Mol, J. De Leeuw, J. Okx, M. De Cleen, S. Visser. Soil-related sustainable development goals: Four concepts to make land degradation neutrality and restoration work // Land, no.7 (4), 2018, p. 1 .

11. Carlson T.N., Ripley D.A. On the relation between NDVI, fractional Vegetation cover and leaf area index // Remote sensing of Environment. 1997. Vol.62, pp. 241-252. [https://doi.org/10.1016/S0034-4257\(97\)00104-1](https://doi.org/10.1016/S0034-4257(97)00104-1).

12. Pan D.L., Song Y.Q., Dyck M., Gao X.D., Wu P.T., Zhao X.N. Effect of plant cover type on soil water budget and tree photosynthesis in jujube orchards // Agricultural Water Management, no.184, 2017, pp. 135-144.

13. Li T.T., Zhao L.S., Duan H.T., Yang Y.F., Wang Y., Wu F.Q. Exploring the interaction of surface roughness and slope gradient in controlling rates of soil loss from sloping farmland on the Loess Plateau of China Hydrological Processes, 2019, 10.1002/hyp.13588.

14. Guo S.F., Zhai L.M., Liu J., Liu H.B., Chen A.Q., Wang H.Y., et al. Cross-ridge tillage decreases nitrogen and phosphorus losses from sloping farmlands in southern hilly regions of China Soil and Tillage Research, no. 191, 2019, pp. 48-56.

15. Keesstra S.D., Rodrigo-Comino J., Novara A., Giménez-Morera A., Pulido M., Di Prima S., et al. Straw mulch as a sustainable solution to decrease runoff and erosion in glyphosate-treated clementine plantations in Eastern Spain // An assessment using rainfall simulation experiments Catena, no. 174, 2019, pp. 95-103.

16. Lenka N.K., Satapathy K.K., Lal R., Singh R.K., Singh N.A.K., Agrawal P.K., et al. Weed strip management for minimizing soil erosion and enhancing productivity in the sloping lands of north-eastern India Soil and Tillage Research, no. 170, 2017, pp. 104-113.

17. Kearney, M.S., Rogers, A.S., Townshend, J.R.G., Lawrence, W.T., Dorn, K., Eldred, K., Stutzer, D., Lindsay, F. and Rizzo, E. Developing a model for determining coastal marsh health // Third Thematic Conference on Remote Sensing for Marine and Coastal Environments, Seattle, Washington. Environmental Research Institute of Michigan, Ann Arbor, 1995, pp. 527-537.

18. Hanqiu Xu, Xiujuan Hu, Huade Guan, Bobo Zhang, Meiya Wang, Shanmu Chen, Minghua Chen. A remote sensing based method to detect soil erosion in forest // Remote Sensing. 2019. №11(5). <https://doi.org/10.3390/rs11050513>

19. Bausch W.C., Duke H.R. Remote sensing of plant nitrogen status in corn // Transactions of the ASAE (USA). 1997. Vol 39, pp. 1869-1875. DOI:10.13031/2013.27665

20. Jensen J.R. Introductory digital image processing: A remote sensing perspective, 4<sup>th</sup> ed. Glenview, IL: Pearson Education, Inc., 2016. 623 p.

## ISSUES OF ASSESSMENT OF SOIL EROSION STATUS IN FOREST MASSIVES BY REMOTE SENSING METHODS

**NATIK HAJI JAVADOV**

Baku, Azerbaijan, asadzade@rambler.ru

**HIKMET HAMID ASADOV**

Baku, Azerbaijan, asadzade@rambler.ru

**FARGANA TEVEKKUL KAZIMOVA**

Baku, Azerbaijan, fergane.kazimova@mail.ru

### ABSTRACT

**Introduction.** There are a number of factors influencing and accelerating erosion processes. At the same time, the erosion of the soil itself plays an important role. To assess the erosion state of soils, various methods and means of remote sensing are widely used. **The purpose of the study.** The purpose of the study is to somewhat simplify the well-known multiplicative model for studying soil erosion in forests by some combination of indicators of individual factors and the formation of new composite functionals – indicators of vegetation stress as part of an improved model. **Methods.** The functionals introduced in the article can be considered as indices of the state of plants in forest areas. The first component in these functionals is an indicator of stress, i.e. the greater this component, the deeper the state of stress of the plant. At the same time, the second component in these functionals is an indicator of the healthy state of vegetation. Therefore, in general, the weighted average of these indicators is an indicator of the state of vegetation. **Results.** An extremal property of this functional, called the plant state functional, is shown. It is determined that this functional can be defined as a linearly weighted or geometric mean. In the first case, in the graph of the dependence of this functional on the indicator of the reflected signal in the Green zone, to the right of the extremum (minimum) point, there is a zone of deterioration in the state of vegetation, and to the left is an improvement zone. In the second case, when using the geometric mean, this picture changes as follows: conditions are revealed when the extremum turns into a minimum or maximum. In the case of a maximum, to the right of the maximum point there is a zone of improvement in the state of vegetation, and to the left of deterioration. **Practical dependency.** Based on the results obtained, new methods can be developed to assess the state of soil erosion using the results of spectral remote sensing in forests. **Discussion.** The issue of assessing soil erosion in forest areas is considered. Based on the well-known model of soil erosion in forest areas, an improved erosion model is proposed that contains an extreme functional of the state of vegetation, depending on two indicators characterizing the nitrogen content in the plant and the stress level, respectively. The introduction of such an extreme factor into the multiplicative erosion model makes it possible to more objectively assess the degree of soil erosion.

### REFERENCES

1. P. Borrelli, D.A. Robinson, L.R. Fleischer, E. Lugato, C. Ballabio, C. Alewell, et al. (2017). An assessment of the global impact of 21st century land use change on soil erosion. *Nature Communications*, no. 8(1), pp. 1-13.
2. M.A. Nearing, Y. Xie, B. Liu, Y. Ye. (2017). Natural and anthropogenic rates of soil erosion. *International Soil and Water Conservation Research*, no. 5 (2), pp. 77-84.
3. M. Li, Y.K. Wang, P. Xu, B. Fu, C.S. Tian, S. Wang (2018). Cropland physical disturbance intensity: Plot-scale measurement and its application for soil erosion reduction in mountainous areas. *Journal of Mountain Science*, no. 15 (1), pp. 198-210.
4. D.L. Pan, X.D. Gao, M. Dyck, Y.Q. Song, P. Wu, X.I. Zhao (2017). Dynamics of runoff and sediment trapping performance of vegetative filter strips: Run-on experiments and modeling. *The Science of the Total Environment*, no. 593, pp. 54-64.
5. T.T. Li, L.S. Zhao, H.T. Duan, Y.F. Yang, Y. Wang, F.Q. Wu (2019). Exploring the interaction of surface roughness and slope gradient in controlling rates of soil

**KEYWORDS:** erosion, the soil, Forest, pollution, model.

loss from sloping farmland on the Loess Plateau of China. *Hydrological Processes*, 10.1002/hyp.13588.

6. G. Verstraeten, J. Poesen, G. Demaree, C. Salles (2006). Long-term (105 years) variability in rain erosivity as derived from 10 min rainfall depth data for Ukkel (Brussels, Belgium): Implications for assessing soil erosion rates. *Geophysical Research Atmospheres*. Vol. 111, pp. 1-11 DOI:10.1029/2006JD007169

7. A. Cerd, J. Rodrigo-Comino, A. Gimenez-Morera, S.D. Keesstra (2018). Hydrological and erosional impact and farmer's perception on catch crops and weeds in citrus organic farming in Canyoles river watershed, Eastern Spain. *Agriculture, Ecosystems & Environment*, no. 258, pp. 49-58.

8. C.M. Fayas, N.S. Abeysingha, K.G.S. Nirmanee, D. Samarantunga, A. Mallawatantri (2019). Soil loss estimation using rusle model to prioritize erosion control in KELANI river basin in Sri Lanka. *International Soil and Water Conservation Research*, no. 7 (2), pp. 130-137.

9. C. Dai, Y. Liu, T. Wang, Z. Li, Y. Zhou (2018). Exploring optimal measures to reduce soil erosion and nutrient losses in southern China. *Agricultural Water Management*, no. 210, pp. 41-48,

10. Keesstra, G. Mol, J. De Leeuw, J. Okx, M. De Cleen, S. Visser (2018). Soil-related sustainable development goals: Four concepts to make land degradation neutrality and restoration work. *Land*, no. 7 (4), p. 133.

11. T.N. Carlson, D.A. Ripley (1997). On the relation between NDVI, fractional Vegetation cover and leaf area index. *Remote sensing of Environment*. Vol.62, pp. 241-252. [https://doi.org/10.1016/S0034-4257\(97\)00104-1](https://doi.org/10.1016/S0034-4257(97)00104-1)

12. D.L. Pan, Y.Q. Song, M. Dyck, X.D. Gao, P.T. Wu, X.N. Zhao (2017). Effect of plant cover type on soil water budget and tree photosynthesis in jujube orchards. *Agricultural Water Management*, no. 184, pp. 135-144.

13. T.T. Li, L.S. Zhao, H.T. Duan, Y.F. Yang, Y. Wang, F.Q. Wu (2019). Exploring the interaction of surface roughness and slope gradient in controlling rates of soil loss from sloping farmland on the Loess Plateau of China *Hydrological Processes*, 10.1002/hyp.13588.

14. S.F. Guo, L.M. Zhai, J. Liu, H.B. Liu, A.Q. Chen, H.Y. Wang, et al. (2019). Cross-ridge tillage decreases nitrogen and phosphorus losses from sloping farmlands in southern hilly regions of China. *Soil and Tillage Research*, no. 191, pp. 48-56.

15. S.D. Keesstra, J. Rodrigo-Comino, A. Novara, A. Gimenez-Morera, M. Pulido, S. Di Prima, et al. (2019). Straw mulch as a sustainable solution to decrease runoff and erosion in glyphosate-treated clementine plantations in Eastern Spain. *An assessment using rainfall simulation experiments Catena*, no. 174, pp. 95-103.

16. N.K. Lenka, K.K. Satapathy, R. Lal, R.K. Singh, N.A.K. Singh, P.K. Agrawal, et al. (2017). Weed strip management for minimizing soil erosion and enhancing productivity in the sloping lands of north-eastern India *Soil and Tillage Research*, no. 170, pp. 104-113.

17. M.S. Kearney, A.S. Rogers, J.R.G. Townshend, W.T. Lawrence, K. Dorn, K. Eldred, D. Stutzer, F. Lindsay and E. Rizzo Developing a model for determining coastal marsh health // Third Thematic Conference on Remote Sensing for Marine and Coastal Environments, Seattle, Washington, Environmental Research Institute of Michigan, Ann Arbor, 1995. Pp.527-537.

18. Hanqiu Xu, Xiujuan Hu, Huade Guan, Bobo Zhang, Meiya Wang, Shanmu Chen, Minghua Chen (2019). A remote sensing based method to detect soil erosion in forest. *Remote Sensing*. no. 11(5). <https://doi.org/10.3390/rs11050513>

19. W.C. Bausch, H.R. Duke (1997). Remote sensing of plant nitrogen status in corn. *Transactions of the ASAE (USA)*. Vol 39, pp. 1869-1875. DOI:10.13031/2013.27665

20. J.R. Jensen (2016). Introductory digital image processing: A remote sensing perspective, 4th ed. Glenview, IL: Pearson Education, Inc. 623 p.

### INFORMATION ABOUT AUTHORS:

**Natik Haji Javadov**, Doctor of Technical Sciences, Full Professor, Director National Aerospace Agency, Baku, Azerbaijan

**Hikmet Hamid Asadov**, Doctor of Engineering, Full Professor, National Aerospace Agency, Research Institute for Aerospace Informatics, Baku, Azerbaijan

**Fargana Tevekkul Kazimova**, Postgraduate student, National Aerospace Agency, Ecology Institute, Baku, Azerbaijan

**For citation:** Javadov N.H., Asadov H.H., Kazimova F.T. Issues of assessment of soil erosion status in forest massives by remote sensing methods. H&ES Reserch. 2022. Vol. 14. No 3. P. 62-66. doi: 10.36724/2409-5419-2022-14-3-62-66 (In Rus)



XIV Международная конференция

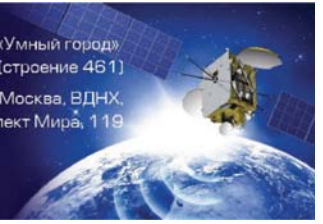
7 апреля 2022 г.

павильон «Умный город»  
(строение 461)  
Москва, ВДНХ,  
проспект Мира, 119



# SATELLITE RUSSIA & CIS

Спутниковая связь и космические аппараты на разных орбитах в эпоху глобальной трансформации отрасли



## Уважаемые дамы и господа!

COMNEWS приглашает Вас и Ваших коллег принять участие в XIV Международной конференции "Satellite Russia & CIS: спутниковая связь и космические аппараты на разных орбитах в эпоху глобальной трансформации отрасли".

**Дата и место проведения:** 7 апреля 2022 года, в павильоне "Умный город", (г. Москва, ВДНХ, проспект Мира 119, строение 461)

**Сайт мероприятия:** <https://www.comnews-conferences.ru/ru/conference/satellite2022>

Мы заботимся о здоровье участников и хотим обеспечить возможность выступления для представителей отрасли из разных стран мира, поэтому в 2022 году конференция состоится в формате phygital – то есть одновременно и в физическом, и в онлайн-режиме.

Конференция SATELLITE RUSSIA & CIS – это единственное в России независимое мероприятие по темам спутниковой связи и вещания, а также производства ракетно-космической техники и пусковых услуг. На SATELLITE RUSSIA & CIS ежегодно присутствуют представители всех конкурирующих компаний из каждой ниши рынка: от разработки, производства, запуска космических аппаратов до услуг фиксированной / мобильной спутниковой связи и дистанционного зондирования Земли.

Satellite Russia & CIS 2022 – это:

- Главная ежегодная площадка для обсуждения "горячих" тем и обмена опытом между российскими и зарубежными игроками рынка спутниковой связи;
- Открытый диалог между партнерами о текущих и перспективных проектах в России и СНГ;
- Демонстрация новейших решений и технологий для обеспечения развития бизнеса;
- Более 200 участников и 30 экспертных выступлений: панельная дискуссия, практические доклады, круглые столы и дебаты
- Места для встреч и переговоров: отличные возможности для делового общения и новых контактов
- Нетворкинг, инсайты;
- Репортажи с зоны выставки
- Поддержка ведущих отраслевых ассоциаций и объединений участников рынка.

Программа конференции SATELLITE RUSSIA & CIS 2022 охватывает все аспекты и сектора рынка спутниковой связи и вещания – от предоставления услуг связи, вещания и ДЗЗ до производства космических аппаратов и наземного оборудования, пусковых услуг и коммерциализации космической деятельности.

## Ключевые темы Satellite Russia & CIS 2022:

- Национальное производство космических аппаратов, ракет-носителей и приборов/узлов/модулей для них
- Импортозамещение в спутниковой связи
- АИТ-центр как главная площадка для тестирования спутников
- Финансирование космических программ: кредитование, страхование, юридические аспекты
- Государственно-частного партнерства в космической отрасли
- Спутниковая связь в социально и политически значимых регионах России
- Перспективы применения российских спутников связи для связи на Северном морском пути
- Технологии спутниковой связи для безэкипажного судовождения
- Частные инвестиции в космос: системы спутниковой связи на низких орбитах, новые средства выведения
- Новые возможности рынка спутниковой связи и встраивание в экосистему 5G
- Корпоративные сети на основе спутниковых каналов связи
- Развитие негеостационарных спутниковых систем и место спутниковых технологий на рынке IoT
- Изменения на рынке производства наземного оборудования спутниковой связи.
- Космические технологии в борьбе за экологию
- "Синдром Кесслера": проблема космического мусора уже сегодня

В конференции SATELLITE RUSSIA & CIS 2022 примут участие представители регулирующих органов, руководители российских и зарубежных операторов спутниковой связи, телерадиокомпаний и операторов вещательных сетей, разработчиков / производителей спутников и космического оборудования, провайдеров пусковых услуг, финансовых и страховых компаний, участники рынка New Space, консультанты, отраслевые и деловые СМИ, профильные представители корпоративных потребителей услуг спутниковой связи.

*Ждем Вас на конференции Satellite Russia & CIS 7 апреля!*

С уважением, оргкомитет конференции  
Email: [conf@comnews.ru](mailto:conf@comnews.ru)

*Продюсер конференции – Анна Кочура, e-mail: [ak@comnews.ru](mailto:ak@comnews.ru).*

*По вопросам спонсорского участия, пожалуйста, обращайтесь к Ирине Глуховой, директор по развитию бизнеса ComNews: [irina@comnews.ru](mailto:irina@comnews.ru)*

*По вопросам делегатского участия, пожалуйста, обращайтесь к Ольге Доленко, руководителю отдела делегатских продаж ComNews: [od@comnews.ru](mailto:od@comnews.ru)*

# Новая реальность медиапотребления – на ежегодном TeleMultiMedia Forum 2022

**25 мая 2022 года в Москве состоится "TeleMultiMedia Forum 2022: лидеры цифровой медиасферы".**

Основная тема 6-го ежегодного форума – изменения в медиапотреблении и телесмотрении под влиянием геополитических и экономических факторов. В рамках пленарного заседания и трех тематических сессий эксперты TeleMultiMedia Forum 2022 обсудят, как перестроится медиатеком в условиях ухода из России крупных зарубежных цифровых платформ и мейджоров, а также прекращения поставок популярного видеоконтента.

Пленарное заседание TeleMultiMedia Forum 2022 будет посвящено трансформации медиапотребления и телесмотрения, происходящей из-за ухода крупных западных мейджоров. В ходе дискуссии представители государства, первые лица крупнейших российских медиахолдингов, поставщиков и производителей видеоконтента, а также операторы цифрового ТВ и ведущие отраслевые аналитики дадут прогнозы о том, как изменится медиапотребление и телесмотрение в стране под влиянием происходящих перемен.

В ходе тематических сессий эксперты TeleMultiMedia Forum 2022 определят ключевые тренды передела рынка онлайн-видеосервисов и производства оригинального контента в России, а также особенности доставки контента и будущее рынка цифровых платформ в изменившейся реальности.

К участию в TeleMultiMedia Forum 2022 уже приглашены Диана Самошкина (вице-президент по цифровому бизнесу b2c ПАО "Ростелеком"), Александр Нечаев (заместитель генерального директора ВГТРК), Александр Моисеев (заместитель генерального директора "Газпром-медиа"), Антон Горелкин (заместитель председателя Комитета по информационной политике, информационным технологиям и связи), Николай Орлов (председатель комитета по стратегическому развитию медиапроектов при совете директоров Триколора), Игорь Мишин (генеральный директор, "МТС Медиа"), Григорий Кузин (директор проекта "Медиалогистика", MSK-IX), Константин Смирнов (директор департамента цифровых продук-

тов "НТВ-Плюс") и многие другие эксперты рынка медиа, цифрового ТВ и телекоммуникаций в России.

Ключевые темы TeleMultiMedia Forum 2022:

- Медиапотребление в России после ухода западных платформ и правообладателей;
- Новые контентные приоритеты российских вещателей и зрителей;
- Грядущие изменения рекламных возможностях на ТВ и видеоплатформах;
- Технологические трудности, с которыми могут столкнуться производители контента и операторские компании, и как их преодолеть;
- Необходимые меры поддержки и новые подходы к регулированию медиатекома со стороны государства;
- Новые возможности для производства отечественного видеоконтента и развития сотрудничества между операторами услуг цифрового ТВ, онлайн-видеосервисами и поставщиками контента.

На протяжении всего форума будет работать презентационная зона для телеканалов и производителей контента, где можно представить продукты и возможности для операторов и стриминговых компаний. Предусмотрены специальные условия участия, просим за уточнением обращаться к организаторам.

**Организаторы Форума:** TMT Conference, "Телеспутник" и IAA Telecom Daily

**Генеральный партнер:** Триколор

**Золотой партнер:** "Ростелеком"

**Серебряный партнер:** ivi

**Партнер сессии:** телекомпания "Первый ТВЧ"

**Ключевой партнер:** "Медиалогистика" проект "МСК-IX"

**Оргкомитет форума:**

Тел.: +7 (812) 448-11-08, +7 (994) 411-61-40

E-mail: [conf@tdaily.ru](mailto:conf@tdaily.ru)

**Регистрация участников, а также подробная информация на сайте:** <http://www.tmtconferences.ru/events/tmm2022/>

