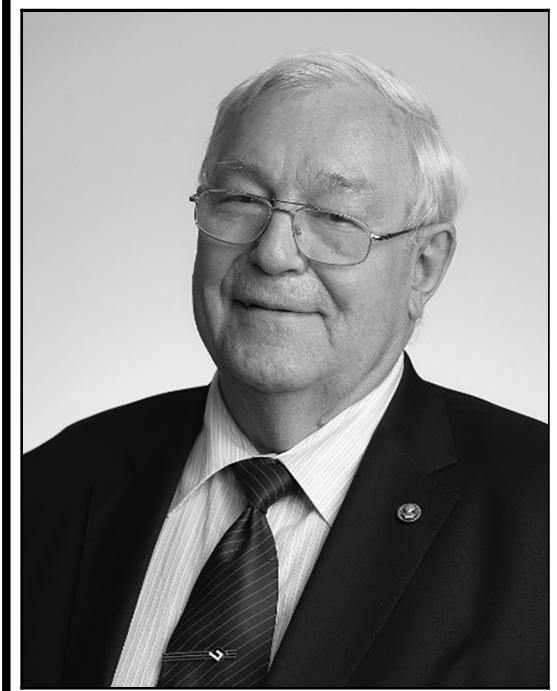


ISSN 0869-6632 (print) ISSN 2542-1905 (online)

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

Трикладная Деловая инамика



90 лет Юрию Васильевичу Гуляеву
(18 сентября 1935 года)

ИЗДАНИЕ САРАТОВСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

Ю. В. Гуляев, академик РАН, д.ф.-м.н., профессор, ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН
(Москва, Россия)

ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА

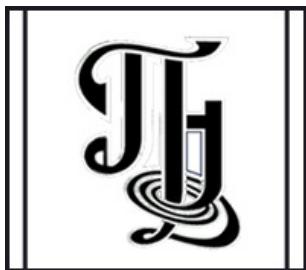
И. В. Сысоев, д.ф.-м.н., профессор, СГУ имени Н. Г. Чернышевского (Саратов, Россия)
А. Н. Чумаченко, д. геогр. н., профессор, СГУ имени Н. Г. Чернышевского
(Саратов, Россия)

ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ

М. В. Сысоева, д.ф.-м.н., доцент, СГУ имени Н. Г. Чернышевского (Саратов, Россия)

ЧЛЕНЫ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ

В. М. Аникин, д.ф.-м.н., профессор, СГУ имени Н. Г. Чернышевского (Саратов, Россия)
Б. П. Безручко, д.ф.-м.н., профессор, СГУ имени Н. Г. Чернышевского
(Саратов, Россия)
С. Боккалетти, Ph.D., Институт сложных систем при Национальном
исследовательском совете (Флоренция, Италия)
А. М. Быков, чл.-корр. РАН, д.ф.-м.н., профессор, ФТИ им. А. Ф. Иоффе РАН
(Санкт-Петербург, Россия)
Н. С. Гинзбург, чл.-корр. РАН, д.ф.-м.н., профессор, ИПФ РАН
(Нижний Новгород, Россия)
С. В. Гонченко, д.ф.-м.н., профессор, ННГУ им. Н. И. Лобачевского
(Нижний Новгород, Россия)
А. С. Дмитриев, д.ф.-м.н., профессор, ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН
(Москва, Россия)
О. И. Канаков, д.ф.-м.н., ННГУ им. Н. И. Лобачевского (Нижний Новгород, Россия)
С. А. Кащенко, д.ф.-м.н., профессор, ЯрГУ им. П. Г. Демидова
(Ярославль, Россия)
А. В. Красков, Ph.D., Ньюкаслский университет (Ньюкасл, Великобритания)
Н. В. Кузнецов, чл.-корр. РАН, д.ф.-м.н., профессор, СПбГУ (Санкт-Петербург, Россия)
Ж. ван Луйтелаар, Ph.D., профессор, Университет Неймегена имени
святого Радбода Уtrechtского (Неймеген, Нидерланды)
А. Люттиохани, Ph.D., Институт физиологии I Вестфальского университета
имени Вильгельма (Мюнстер, Германия)
Г. Г. Малинецкий, д.ф.-м.н., профессор, ИПМ им. М. В. Келдыша РАН
(Москва, Россия)
В. В. Матросов, д.ф.-м.н., профессор, ННГУ им. Н. И. Лобачевского
(Нижний Новгород, Россия)
И. И. Мохов, академик РАН, д.ф.-м.н., профессор, Институт физики атмосферы
им. А. М. Обухова РАН (Москва, Россия)
А. Б. Нейман, д.ф.-м.н., Университет Огайо (Огайо, США)
В. И. Некоркин, чл.-корр. РАН, д.ф.-м.н., профессор, ИПФ РАН
(Нижний Новгород, Россия)
А. Н. Писарчик, к.ф.-м.н., Мадридский технический университет (Мадрид, Испания)
А. В. Порубов, д.ф.-м.н., ИПМаш РАН (Санкт-Петербург, Россия)
В. В. Тучин, чл.-корр. РАН, д.ф.-м.н., профессор, СГУ имени Н. Г. Чернышевского
(Саратов, Россия)
А. М. Фейгин, д.ф.-м.н., профессор, ИПФ РАН (Нижний Новгород, Россия)
Е. Я. Фрисман, чл.-корр. РАН, д.б.н., профессор, ИКАРП ДВО РАН
(Биробиджан, Россия)
В. А. Царёв, д.т.н., профессор, СГТУ имени Гагарина Ю. А. (Саратов, Россия)
В. А. Черепенин, академик РАН, д.ф.-м.н., профессор, ИРЭ им. В. А. Котельникова
РАН (Москва, Россия)
М. В. Шитикова, д.ф.-м.н., профессор, ВГТУ (Воронеж, Россия)
В. Г. Яхно, д.ф.-м.н., профессор, ИПФ РАН (Нижний Новгород, Россия)



**Известия высших учебных заведений
ПРИКЛАДНАЯ НЕЛИНЕЙНАЯ ДИНАМИКА**

Научно-технический журнал

Издается с 1993 года, выходит 6 раз в год

Учредитель

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования «Саратовский национальный исследовательский
государственный университет имени Н. Г. Чернышевского»

Издатель

Россия, 410012 Саратов, Астраханская, 83; e-mail: rector@sgu.ru
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования «Саратовский национальный исследовательский
государственный университет имени Н. Г. Чернышевского»
Россия, 410012 Саратов, Астраханская, 83; e-mail: rector@sgu.ru

Журнал «Известия высших учебных заведений. Прикладная нелинейная динамика» зарегистрирован
в Федеральной службе по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций.
Запись о регистрации СМИ ПИ № ФС77-77991 от 20 марта 2020 года

Краткое название: Известия вузов. ПНД

ISSN печатной версии 0869-6632, ISSN online версии 2542-1905

Язык публикаций: русский, английский

Журнал включён как самостоятельное издание в два индекса Web of Science: Emerging Source Citation Index
(WoS Core Collection) и Russian Science Citation Index

Журнал включен в библиографическую базу данных SCOPUS (sourceid/21100864538) как самостоятельное
издание

Журнал включен в «Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы
основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание
ученой степени доктора наук». Научные специальности, по которым присуждаются учёные степени
(физико-математические науки): 1.1.8 – Механика деформируемого твердого тела, 1.3.3 – Теоретическая
физика, 1.3.4 – Радиофизика, 1.3.5 – Физическая электроника, 1.3.6 – Оптика, 1.3.9 – Физика плазмы,
1.3.11 – Физика полупроводников, 1.3.19 – Лазерная физика, 1.5.2 – Биофизика

Подписной индекс издания 73498. Подписку на печатную версию издания можно оформить в Интернет-
каталоге ГК «Урал-Пресс» (ural-press.ru). Свободная цена

Электронная версия журнала находится в открытом доступе

Зав. редакцией Д. А. Лачинова

Редакторы: А. Р. Нигметуллина, А. В. Князева

Верстка О. Н. Строгановой

Адрес редакции: Россия, 410012 Саратов,
Астраханская, 83. Тел.: +7 (927) 625-9020,
e-mail: andjournal@sgu.ru,
сайт: <http://andjournal.sgu.ru>

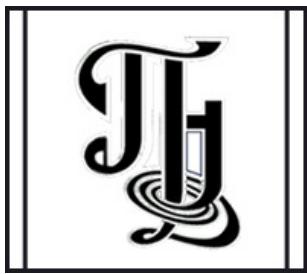
Подписан в печать 9.09.2025

Вышел в свет 30.09.2025

Формат 60x84 1/8. Усл. печ. л. 20,46 (22,0)

Тираж 100 экз. Заказ № 96-Т

Отпечатан в Типографии Саратовского
университета. Адрес типографии: Россия,
410012 Саратов, Астраханская, 83, корп. 8
Тел.: +7 (8452) 273385, e-mail: sguprint@bk.ru



**Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy
APPLIED NONLINEAR DYNAMICS**

Scientific-technical journal

Published since 1993, 6 issues per year

The journal was founded by Saratov State University
83, Astrakhanskaya Str., Saratov 410012, Russia; e-mail: rector@sgu.ru

The publisher of the journal is Saratov State University
83, Astrakhanskaya Str., Saratov 410012, Russia; e-mail: rector@sgu.ru

The journal "Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Applied Nonlinear Dynamics" is registered with the Federal service for supervision of communications, information technology and mass communications. Registration ПИ № ФС77-77991 of 20 March 2020

Abbreviated title: Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics

ISSN print 0869-6632, ISSN online 2542-1905

Languages of publication: Russian and English

The journal is included into Web of Science Core Collection, Emerging Source Citation Index and into Russian Science Citation Index on the Web of Science platform

The journal has been indexed in SCOPUS as an independent source (sourceid/21100864538)

The journal is included in «The LIST of peer-reviewed scientific publications, where the main scientific results of Candidate of Sciences and Doctor of Sciences dissertations have to be published». The following Scientific Specialties in the field of Physics and Mathematical Sciences are presented: 1.1.8 – Mechanics of a deformable solid body, 1.3.3 – Theoretical Physics, 1.3.4 – Radio Physics, 1.3.5 – Physical Electronics, 1.3.6 – Optics, 1.3.9 – Plasma Physics, 1.3.11 – Semiconductor Physics, 1.3.19 – Laser Physics, 1.5.2 – Biophysics

The journal subscription index is 73498. A subscription to the print version of the journal can be issued in the Internet catalog of the Ural-Press Group of Companies (ural-press.ru). Free price

The journal is Open Access

Head of Editorial office D. A. Lachinova
Editors: A. R. Nigmatulina, A. V. Knyazeva
Layout of O. N. Stroganova

Address of Editorial office: 83, Astrakhanskaya Str.,
Saratov 410012, Russia. Ph.: +7 (927) 625-9020,
e-mail: andjournal@sgu.ru,
website: <http://andjournal.sgu.ru>

Signed to press 9.09.2025. Published 30.09.2025
Format 60x84 1/8. Conv.-pr. Sh. of 20,46 (22,0)
Edition of 100 copies. Order No. 96-T

Printed by Printing House of Saratov State
University. Address of Printing House:
83, build. 8, Astrakhanskaya Str., Saratov 410012,
Russia. Ph.: +7 (8452) 273385, e-mail: sguprint@bk.ru

Известия высших учебных заведений
ПРИКЛАДНАЯ НЕЛИНЕЙНАЯ ДИНАМИКА
научно-технический журнал
издается с 1993 года

Выходит 6 раз в год

2025, том 33, № 5

С О Д Е Р Ж А Н И Е

ОТ РЕДАКТОРА

Дмитриев А. С., Павлюкова Е. Р. Гуляев Юрий Васильевич: этапы большого пути 609

БИФУРКАЦИИ В ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ. ДЕТЕРМИНИРОВАННЫЙ
ХАОС. КВАНТОВЫЙ ХАОС

Крюковский А. С., Растворяев Д. В. Трансформация каустических структур типа катастроф при распространении электромагнитных волн в холодной плазме 615
Гуляев Ю. В., Калинин В. И., Колесов В. В., Мясин Е. А. Информационные технологии на основе шумоподобных сигналов..... 629

ПРИКЛАДНЫЕ ЗАДАЧИ НЕЛИНЕЙНОЙ ТЕОРИИ КОЛЕБАНИЙ И ВОЛН

Кузьмин Л. В., Кривенко А. А., Владыка П. А., Ефремова Е. В. Пространственно-временное когерентное сложение сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов. Эксперимент 657

Дмитриев А. С., Рыжов А. И., Ицков В. В., Лазарев В. А. Кодовое разделение сигналов в прямохаотической схеме передачи информации..... 674

Kopets E. E., Rybin V. G., Vasilchenko O. V., Kurtova K. A., Karimov T. I., Karimov A. I., Butusov D. N. Memristor-based chaotic dynamical model for generating electrocardiogram signal [Копец Е. Е., Рыбин В. Г., Васильченко О. В., Куртова К. А., Каримов Т. И., Каримов А. И., Бутусов Д. Н. Хаотический генератор электрокардиограммы на основе электронной цепи с мемристором] 691

НОВОЕ В ПРИКЛАДНОЙ ФИЗИКЕ

Гуляев Ю. В., Черепенин В. А., Таранов И. В., Вдовин В. А., Ярославов А. А., Кравцов И. Д., Григорян И. В., Кокшаров Ю. А., Хомутов Г. Б. Изменения структуры и проницаемости липидных мембран под действием наночастиц и импульсного электромагнитного воздействия..... 709

Торгашов Р. А., Рожнев А. Г., Рыскин Н. М. Исследование микрополосковых планарных замедляющих систем для приборов вакуумной микроэлектроники миллиметрового диапазона 731

НАУКА – ОБРАЗОВАНИЮ. МЕТОДИЧЕСКИЕ ЗАМЕТКИ. ИСТОРИЯ

Потапов А. А. Зарождение и становление фрактальной радиофизики и фрактальной радиоэлектроники в ИРЭ РАН 748

PERSONALIA

Любченко В. Е. Роль Ю. В. Гуляева в формировании фрязинской школы электроники 777

C O N T E N T S

EDITORIAL

- Dmitriev A. S., Pavlyukova E. R.* Yuri Gulyaev: Timeline of Achievement 609

**BIFURCATION IN DYNAMICAL SYSTEMS. DETERMINISTIC CHAOS.
QUANTUM CHAOS**

- Kryukovsky A. S., Rastyagaev D. V.* Transformation of caustic structures of the catastrophe type during the propagation of electromagnetic waves in cold plasma 615
Gulyaev Yu. V., Kalinin V. I., Kolesov V. V., Myasin E. A. Information technology based on noise-like signals 629

APPLIED PROBLEMS OF NONLINEAR OSCILLATION AND WAVE THEORY

- Kuzmin L. V., Krivenko A. A., Vladyska P. A., Efremova E. V.* Spatiotemporal coherent summation of Ultra-Wideband chaotic radio pulses. Experiment 657
Dmitriev A. S., Ryzhov A. I., Itskov V. V., Lazarev V. A. Code division of signals in a direct chaotic scheme of information transmission 674
Kopets E. E., Rybin V. G., Vasilchenko O. V., Kurtova K. A., Karimov T. I., Karimov A. I., Butusov D. N. Memristor-based chaotic dynamical model for generating electrocardiogram signal 691

INNOVATIONS IN APPLIED PHYSICS

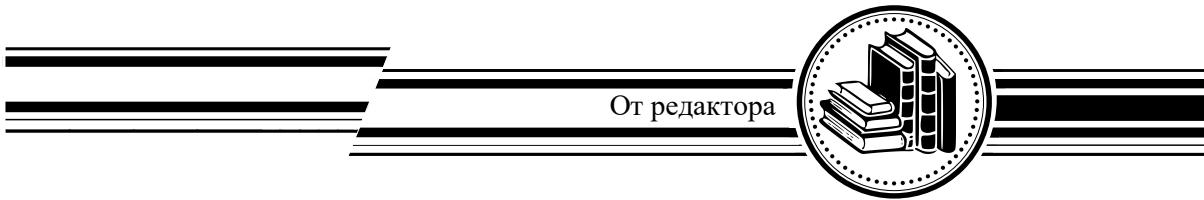
- Gulyaev Yu. V., Cherepenin V. A., Taranov I. V., Vdovin V. A., Yaroslavov A. A., Kravtsov I. D., Grigoryan I. V., Koksharov Yu. A., Khomutov G. B.* Changes of the structure and permeability of lipid membranes caused by nanoparticles and pulsed electromagnetic effects 709
Torgashov R. A., Rozhnev A. G., Ryskin N. M. Study of the microstrip planar slow-wave structures for the millimeter-band vacuum microelectronics devices 731

SCIENCE FOR EDUCATION. METHODICAL PAPERS. HISTORY

- Potapov A. A.* The origin and formation of fractal radiophysics and fractal radio electronics at the IRE RAS 748

PERSONALIA

- Lyubchenko V. E.* The role of Yu. V. Gulyaev in the formation of the Fryazino school of electronics 777



От редактора

Известия высших учебных заведений. Прикладная нелинейная динамика. 2025. Т. 33, № 5
Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5)

Редакторская заметка

DOI: 10.18500/0869-6632-003192
EDN: HUHDWR

Гуляев Юрий Васильевич: этапы большого пути

A. C. Дмитриев[✉], E. P. Павлюкова

Институт радиотехники и электроники
им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия
E-mail: [✉]chaos@cplire.ru, lena.pavlyukova@gmail.com

*Поступила в редакцию 24.08.2025, опубликована онлайн 17.09.2025,
опубликована 30.09.2025*

Для цитирования: Дмитриев А. С., Павлюкова Е. Р. Гуляев Юрий Васильевич: этапы большого пути // Известия вузов. ПНД. 2025. Т. 33, № 5. С. 609–614. DOI: 10.18500/0869-6632-003192. EDN: HUHDWR

For citation: Dmitriev AS, Pavlyukova ER. Yuri Gulyaev: Timeline of Achievement. Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5):609–614. DOI: 10.18500/0869-6632-003192

Статья опубликована на условиях Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

В этом месяце мы отмечаем юбилей главного редактора журнала «Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика», научного руководителя ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, академика Юрия Васильевича Гуляева.

Юрий Васильевич родился 18 сентября 1935 года в посёлке Томилино Люберецкого района Московской области. В 1952 г. он с отличием окончил среднюю школу и поступил в Московский физико-технический институт (МФТИ). В 1958 г. Юрий Васильевич окончил с отличием МФТИ и был направлен в очную аспирантуру ИРЭ АН СССР, где его научным руководителем стал профессор В. Л. Бонч-Бруевич. В 1960 г. он перешёл в заочную аспирантуру и был принят на работу в институт младшим научным сотрудником. В 1962 г. Ю. В. Гуляев защитил кандидатскую диссертацию, а в 1970 г. — докторскую.

В 1979 году Юрий Гуляев был избран членом-корреспондентом Академии наук СССР, а в 1984 г. — действительным членом Академии наук СССР. С 1992 г. по 2022 г. Ю. В. Гуляев — член Президиума Российской академии наук, заместитель академика-секретаря Отделения нанотехнологий и информационных технологий РАН, с 2001 г. по 2022 г. — руководитель Секции вычислительных, локационных, телекоммуникационных систем и элементной базы ОНИТ РАН, член бюро ОНИТ РАН с его основания.



Вверху, слева направо: ВГБ — волны Гуляева–Блюстейна (лето 1974); МФТИ (осень 1952). В центре: коллектив лаборатории Ю. В. Гуляева. Внизу, слева направо: заведующий лабораторией новых полупроводниковых материалов (1966); с Н. А. Армандом (1976, Фрязинский филиал ИРЭ АН СССР)

С 1988 по 2014 год Ю. В. Гуляев являлся директором ИРЭ АН СССР (ныне ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН). В настоящее время Юрий Васильевич — научный руководитель института.

Академик Ю. В. Гуляев — один из крупнейших учёных в стране и за рубежом в области радиофизики, электроники и информатики. Юрий Васильевич является одним из создателей таких перспективных направлений современной науки и техники, как акустоэлектроника, акустооптика, спин-волновая электроника, биомедицинская радиоэлектроника. Он внёс значительный вклад в развитие вакуумной микроэлектроники, волоконной оптики, наноэлектроники, технологий открытых систем и др. Ю. В. Гуляев (совместно с В. И. Пустовойтом) впервые высказал идею использовать поверхностные акустические волны для обработки сигналов и предложил слоистую структуру пьезоэлектрик-полупроводник в качестве базовой конструкции соответствующих приборов. Открытые Ю. В. Гуляевым в 1968 году, независимо от американского учёного Дж. Блюстейна, чисто сдвиговые поверхностные волны в пьезоэлектриках носят общепризнанное во всём мире название «волны Блюстейна–Гуляева» (the Blustein–Gulyaev waves). Его пионерские работы в области акустоэлектроники внесли вклад в создание современных сотовых телефонов. Вместе с сотрудниками Ю. В. Гуляев изучил новый класс кинетических явлений в проводящих твёрдых телах, связанный с увлечением электронов акустическими волнами, ими исследованы резонансные и нелинейные акустооптические эффекты в проводящих и активных средах, были предсказаны «вторые» спиновые волны и изучено взаимодействие спиновых волн с электронами в ферромагнетиках и слоистых структурах ферромагнетик-полупроводник, была предсказана зависимость фотопроводимости от поляризации падающего излучения, предсказана и экспериментально получена сильная полевая автоэмиссия электронов в вакуум из углеродных нанотрубок и нанокластеров.

Ю. В. Гуляев — автор открытия, более 1000 статей, 10 монографий и учебников, более 100 авторских свидетельств на изобретения и патентов. Академик Ю. В. Гуляев был дважды удостоен Государственных премий СССР (1974, 1984), дважды Государственных премий РФ (1993, 2007), Государственной премии Российской Федерации имени Маршала Советского Союза Г. К. Жукова (2013), премии им. Б. П. Константинова РАН (1991), Золотой медали им. А. С. Попова РАН (1995), а также ряда орденов и медалей, включая орден «Знак Почёта» (1976), орден Трудового Красного Знамени (1985), орден «За заслуги перед Отечеством» IV степени (1995) и III степени (1999), орден Александра Невского (2021), орден Почёта (2006). Ю. В. Гуляев — почётный доктор Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого, почётный доктор Санкт-Петербургского государственного технологического института (Технического университета), почётный доктор Санкт-Петербургского национального исследовательского Академического университета имени Ж. И. Алфёрова Российской академии наук, почётный профессор Московского педагогического государственного университета, почётный профессор Национального исследовательского университета «Московский институт электронной техники» (МИЭТ), почётный доктор Новгородского государственного университета им. Ярослава Мудрого, почётный доктор Самарского национального исследовательского университета им. академика С. П. Королёва. Ю. В. Гуляев — автор научного открытия «Акустомагнетоэлектрический эффект», которое занесено в Государственный реестр открытий СССР под № 133 с приоритетом от 1964 г.

Работы Ю. В. Гуляева имеют важное значение для повышения обороноспособности и безопасности страны, о чём свидетельствует премия Совета Министров СССР (1989). В 2010 г. Юрий Васильевич был избран в Академию криптографии Российской Федерации.

Велико и международное признание заслуг Ю. В. Гуляева. Академик Ю. В. Гуляев — президент Российского национального комитета Международного научного радиосоюза (URSI), Life-Fellow IEEE, президент Международного (стран СНГ) и Российского Союзов научных



Вверху, слева направо: вручение Государственной премии Российской Федерации (12 июля 2007, Кремль); заместитель академика-секретаря ОНИТ РАН (2013). В центре: президент АН СССР, академик А. П. Александров и директор ИРЭ АН СССР, академик В. А. Котельников в лаборатории Ю. В. Гуляева (1975). Внизу, слева направо: встреча с ветеранами (9 мая 2005); с академиком Жоресом Алфёровым (2010, Президиум РАН)

Дмитриев А. С., Павлюкова Е. Р.
Известия вузов. ПНД, 2025, т. 33, № 5

и инженерных общественных организаций (с 1992 г.), иностранный член Польской и Молдавской академий наук (с 1988 г.), иностранный член Китайской академии инженерных наук (с 2005 г.), удостоен престижной международной премии Европейского физического общества (1979) и премии Рэлея Международного института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (IEEE) за выдающийся вклад в развитие акустоэлектроники, акустооптики, СВЧ-акустики и поверхностных акустических волн (2006) (награждён медалью ЮНЕСКО за выдающийся вклад в развитие нанонауки и нанотехнологий (2010)). В 2005 году Международный астрономический союз присвоил астероиду № 6942 имя *Yurigulyaev*.

Академик Ю. В. Гуляев ведёт большую научно-организационную деятельность. По его инициативе созданы филиалы ИРЭ РАН в городах Саратове и Ульяновске, а также Научно-исследовательский центр биомедицинской электроники — ныне Центр электронных диагностических систем ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН в Москве. Юрий Васильевич является одним из создателей и организаторов Саратовского научного центра РАН и его бессменным руководителем. Созданный в 1988 г. в ИРЭ РАН по инициативе Ю. В. Гуляева отдел технологии микроэлектроники выделился в отдельный Институт сверхвысокочастотной полупроводниковой электроники РАН (2002). Ю. В. Гуляев стал организатором нового института РАН — Института нанотехнологий микроэлектроники (ИНМЭ РАН) и в 2006–2009 гг. был его директором-организатором.

Более 30 лет академик Ю. В. Гуляев возглавлял направление «Биомедицинские науки и технологии» Межправительственной комплексной долгосрочной программы (ILTP) научно-технического сотрудничества между Россией и Индией, а в настоящее время он является председателем Наблюдательного совета Российско-Индийского научно-технологического центра. С 2010 года Ю. В. Гуляев — член Консультативного научного совета Фонда «Сколково». Многие годы Ю. В. Гуляев являлся председателем Экспертного совета РАН по проектам Международного научно-технического центра, президентом Академии инженерных наук им. А. М. Прохорова, президентом Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова.

Академик Ю. В. Гуляев возглавляет кафедру твердотельной электроники, радиофизики и прикладных информационных технологий Московского физико-технического института (с 1974 г.). Им подготовлено более 80 кандидатов наук, 25 из них стали докторами наук. Среди его непосредственных учеников — два академика РАН. В 2009 г. Ю. В. Гуляев в составе авторского коллектива был удостоен премии Правительства Российской Федерации в области образования. За цикл работ в журнале «Радиотехника и электроника» Ю. В. Гуляев с соавторами был награждён главной премией МАИК «Наука / Интерпериодика» за лучшую публикацию 2003 года по разделу естественных наук.

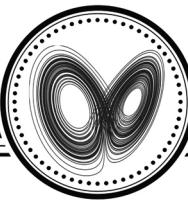
Академик Ю. В. Гуляев является главным редактором журналов «Радиотехника и электроника», «Радиотехника», «Биомедицинская электроника», «Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика», был членом редколлегии журналов «Успехи физических наук», «Автометрия», «Акустический журнал», «Радиотехника», «Радио», «Электроника», «Микроэлектроника», «Физика и техника полупроводников», библиотечки «Квант».

За последние годы академик Ю. В. Гуляев с коллегами создал и развил два новых направления науки и техники в Российской Федерации. Во-первых, это вакуумная сверхвысокочастотная электроника на основе углеродных нанотрубок иnanoструктур. ИНМЭ РАН является лидером в этой области, а работы этого института имеют важное значение для повышения обороноспособности и безопасности страны. Второе направление — это биомедицинская радиоэлектроника и информатика. Ю. В. Гуляев заложил основы радиофизических методов ранней диагностики ряда социально-значимых заболеваний, в том числе онкологических, а также психологического

состояния человека. Под его руководством создан электроимпедансный компьютерный маммограф, который в настоящее время активно применяется во многих клиниках в России и за рубежом. На этом принципе создаются приборы для диагностики поражения лёгких и других органов грудной клетки человека. Ю. В. Гуляевым с сотрудниками создан прибор для фиксации момента засыпания оператора, осуществляющего управление объектом, производственным процессом или техническим устройством, представляющим собой источник повышенной опасности. Прибор внедрён РЖД практически на всех локомотивах страны для обеспечения безопасности железнодорожного транспорта (Премия Правительства РФ в области науки и техники, 2012). Все эти работы проводятся в тесном контакте с медицинскими учреждениями Москвы. В 2003 г. Ю. В. Гуляев был награждён Почётной грамотой Правительства Москвы, а в 2018 г. отмечен Благодарностью Мэра Москвы за вклад в развитие науки в городе Москве и многолетнюю плодотворную работу.

В период с 2018 по 2022 годы академик Ю. В. Гуляев являлся организатором и председателем научной программы «Фундаментальные проблемы биомедицинской радиоэлектроники», финансировавшейся РФФИ (общий объем финансирования — около 380 млн. руб.). В рамках Программы были разработаны новые методы анализа электрокардиограмм, магнитокардиограмм и энцефалограмм, технология инфракрасной термографии для ранней дифференциальной диагностики (в том числе онкологических заболеваний), радиофизические подходы для решения задач адресной доставки лекарств (в том числе нетепловое воздействие мощных электромагнитных импульсов наносекундной длительности на наноконтейнеры с лекарственными средствами для дистанционного управляемого раскрытия) и др. Результаты проектов этой Программы в настоящее время внедряются медицинскими учреждениями страны (например, ГВКГ им. Н. Н. Бурденко Минобороны России применяет комплекс ИРТИС-2000МЕ, реализующий технологию инфракрасной термографии для визуализации тепловых полей пациентов с минно-взрывными ранениями для принятия решения о сохранении или ампутации конечностей).

*Коллективы Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН,
Саратовского государственного университета и редакция журнала
«Известия вузов. Прикладная нелинейная динамика»
сердечно поздравляют Юрия Васильевича с юбилеем
и желают ему долгих лет жизни, здоровья
и новых творческих свершений!*



Известия высших учебных заведений. Прикладная нелинейная динамика. 2025. Т. 33, № 5
Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5)

Научная статья
УДК 537.87

DOI: 10.18500/0869-6632-003182
EDN: YIOEBE

Трансформация каустических структур типа катастроф при распространении электромагнитных волн в холодной плазме

А. С. Крюковский, Д. В. Растворяев[✉]

Российский новый университет, Москва, Россия
E-mail: kryukovsky56@yandex.ru, rdv@rosnou.ru

Поступила в редакцию 24.03.2025, принята к публикации 23.05.2025,
опубликована онлайн 19.06.2025, опубликована 30.09.2025

Аннотация. Целью работы является исследование возможностей образования центров топологических каустических особенностей типа катастроф при зондировании электромагнитными волнами унимодального плазменного слоя. Центры каустических особенностей соответствуют областям фокусировок электромагнитных полей различных порядков. Поэтому их исследование является актуальной задачей. **Методы.** В статье разработан метод вычисления положения центров особенностей в расширенном пространстве параметров, к которым, помимо координат, относятся высота плазменного слоя, угол выхода луча, отношение плазменной частоты к рабочей частоте и кубичность. При вычислении лучевых траекторий использован метод бихарктеристик Гамильтона–Лукина. **Результаты.** Выполнено математическое моделирование на примере плоскослоистого плазменного слоя с кубической зависимостью электронной концентрации от высоты. Получены явные выражения для производных эйконала до восьмого порядка включительно, что обеспечивает возможность определения центров основных каспийных катастроф. Построены графики зависимостей координат, высоты отражения траектории от плазменного слоя, расстояния от источника излучения до плазменного слоя, угла выхода луча и отношения плазменной частоты к рабочей частоте от кубичности для катастрофы типа «бабочка». Показано, что высота отражения траектории от плазменного слоя, расстояние от источника излучения до плазменного слоя и высота особенности достигают максимальных значений для параболического слоя. Установлено, что особенность типа «бабочка» возникает даже тогда, когда непрерывной является не только сама функция, описывающая электронную концентрацию, но и её производная. **Заключение.** Разработанный подход позволяет находить центры не только катастрофы типа «бабочка», но и центры других топологических каспийных особенностей: «ключ», «ласточкин хвост», «вигвам», «звезда», что имеет большое практическое значение при изучении распространения радиоволн в ионосферной плазме.

Ключевые слова: каустические структуры, особенности, распространение радиоволн, бихарктеристическая система, волновые катастрофы.

Благодарности. Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда № 25-22-00096.

Для цитирования: Крюковский А. С., Растворяев Д. В. Трансформация каустических структур типа катастроф при распространении электромагнитных волн в холодной плазме // Известия вузов. ПНД. 2025. Т. 33, № 5. С. 615–628.
DOI: 10.18500/0869-6632-003182. EDN: YIOEBE

Статья опубликована на условиях Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Transformation of caustic structures of the catastrophe type during the propagation of electromagnetic waves in cold plasma

A. S. Kryukovsky, D. V. Rastyagaev[✉]

Russian New University, Moscow, Russia

E-mail: kryukovsky56@yandex.ru, [✉]rdv@rosnou.ru

Received 24.03.2025, accepted 23.05.2025, available online 19.06.2025, published 30.09.2025

Abstract. The purpose of the work is to investigate the possibilities of formation of centers of topological caustic singularities of the catastrophe type during probing of a unimodal plasma layer by electromagnetic waves. The centers of caustic singularities correspond to the focusing regions of electromagnetic fields of different orders. Therefore, their study is an urgent task. **Methods.** The article develops a method for calculating the position of the centers of singularities in an extended parameter space, which in addition to coordinates include the height of the plasma layer, the angle of the ray exit, the ratio of the plasma frequency to the operating frequency, and cubicity. The Hamilton–Lukin bicharacteristic method is used to calculate the ray trajectories. **Results.** Mathematical modeling is performed using the example of a flat-layered plasma layer with a cubic dependence of the electron concentration on the height. Explicit expressions for the eikonal derivatives up to the eighth order inclusive are obtained, which makes it possible to determine the centers of the main cuspid catastrophes. Graphs are constructed for the dependences of coordinates, the height of the trajectory reflection from the plasma layer, the distance from the radiation source to the plasma layer, the ray exit angle, and the ratio of the plasma frequency to the operating frequency on cubicity for a butterfly-type catastrophe. It is shown that the height of the trajectory reflection from the plasma layer, the distance from the radiation source to the plasma layer, and the height of the singularity reach maximum values for a parabolic layer. It is established that a butterfly-type singularity occurs even when not only the function itself describing the electron concentration is continuous, but also its derivative. **Conclusion.** The developed approach allows us to find the centers of not only the “butterfly” type catastrophe, but also the centers of other topological cuspid singularities: “cusp”, “swallow tail”, “wigwam”, “star”, which is of great practical importance in studying the propagation of radio waves in ionospheric plasma.

Keywords: caustic structures, singularities, radio wave propagation, bicharacteristic system, wave catastrophes.

Acknowledgements. This work was supported by Russian Science Foundation (grant No 25-22-00096).

For citation: Kryukovsky AS, Rastyagaev DV. Transformation of caustic structures of the catastrophe type during the propagation of electromagnetic waves in cold plasma. Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5):615–628. DOI: 10.18500/0869-6632-003182

This is an open access article distributed under the terms of Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Введение

Задачи исследования особенностей распространения и дифракции электромагнитных и акустических волн относятся к актуальным проблемам радиофизики. Этим вопросам посвящены многочисленные исследования, среди которых необходимо в первую очередь отметить работы Ю. В. Гуляева [1–4], а также работы В. Л. Гинзбурга [5], К. Г. Баддена [6], В. П. Маслова [7], К. Дэвиса и др. [8].

При асимптотическом описании процессов распространения и дифракции волн, когда длина волны много меньше характерных размеров среды распространения, наиболее популярными являются лучевые методы: метод геометрической оптики или геометрическая теория дифракции. В частности, лучевые методы являются линейными и позволяют находить решения в многолучевых областях на основе суперпозиции. Однако принцип суперпозиции нарушается в окрестности огибающих лучевых семейств — каустик и их особенностей, что приводит к нелинейным явлениям и необходимости дополнительных исследований [9–11]. Каустические поверхности являются областями повышенной амплитуды поля (области фокусировки) и разделяют пространство на зоны с разным числом лучей.

Классификации особенностей каустических структур посвящена теория особенностей дифференцируемых отображений, более известная как теория катастроф [12–15]. В двумерной задаче распространения волн, согласно работам [13, 14, 16], устойчивы только две особенности: сама каустика (катастрофа A_2) и каустическое остирё (катастрофа A_3 — «клюв»). В трёхмерном пространстве к ним добавляются ещё три особенности: «ласточкин хвост» (катастрофа A_4), «эллиптическая омбилика» (катастрофа D_4^-) и «гиперболическая омбилика» (катастрофа D_4^+). Однако на самом деле при наличии дополнительных параметров даже в двумерной задаче возникают сечения каустических особенностей более высоких порядков [17–20]. Оказывается, что при определённых значениях параметров возникают не только сечения особенностей, но и сами центры фокусировок [21]. В настоящей работе на примере неоднородного плазменного слоя (слоя ионосферной или лабораторной плазмы) разработана методика определения центров каустических каспоидных особенностей и выполнено численное моделирование.

1. Постановка задачи

Рассмотрим распространение электромагнитных волн в плоскослоистой среде на основе лучевого подхода. Пусть диэлектрическая проницаемость среды зависит только от одной из трёх декартовых координат $\mathbf{r} = (x, y, z)$ — координаты z : $\varepsilon(z, \mathbf{b})$, а вектор \mathbf{b} — это набор дополнительных параметров. Обозначим как $\mu(S, \rho)$ обобщенный эйконал, в котором S — это начальный параметр выхода луча: $S = k_x/k_0$, k_x — горизонтальная компонента волнового вектора k_x , а $k_0 = \omega/c$ — волновое число в пустоте (или вне плазмы), ω — круговая частота, c — скорость света в вакууме. Величина $\rho = (\mathbf{r}, \mathbf{b})$. Уравнения лучей (бихарактеристическая система Гамильтона–Лукина) имеют вид [22, 23]:

$$\frac{d\mathbf{r}}{dt} = -\frac{\partial \Gamma}{\partial \mathbf{k}} \Bigg/ \frac{\partial \Gamma}{\partial \omega}, \quad \frac{d\mathbf{k}}{dt} = \frac{\partial \Gamma}{\partial \mathbf{r}} \Bigg/ \frac{\partial \Gamma}{\partial \omega}, \quad \Gamma = (\mathbf{k}, \mathbf{k}) - \frac{\omega^2}{c^2} \varepsilon \quad (1)$$

$(\mathbf{k}, \mathbf{k}) - \frac{\omega^2}{c^2} \varepsilon = 0$ — это дисперсионное соотношение. Если среда распространения плоскослоистая и изотропная, то уравнения упрощаются, так как

$$\frac{dk_x}{dt} = \frac{dk_y}{dt} = 0. \quad (2)$$

Следовательно, компоненты волнового вектора k_x и k_y постоянные. В дальнейшем это позволяет рассматривать распространение сигнала в плоскости (x, z) и считать, что $k_z = 0$.

Таким образом, из бихарактеристической системы (1) остаются три уравнения:

$$\frac{dk_z}{dt} = \frac{\omega^2 \varepsilon'_z}{(\omega^2 \varepsilon)'_\omega}, \quad \frac{dz}{dt} = \frac{2k_z c^2}{(\omega^2 \varepsilon)'_\omega}, \quad \frac{dx}{dt} = \frac{2k_x c^2}{(\omega^2 \varepsilon)'_\omega}, \quad (3)$$

из которых можно исключить время t :

$$\frac{dk_z}{dx} = \frac{\omega^2 \varepsilon'_z}{2k_x c^2}, \quad \frac{dz}{dx} = \frac{k_z}{k_x}. \quad (4)$$

Учитывая вид гамильтониана и (2), систему (4) можно представить в виде

$$\frac{dk_z}{dx} = \frac{k_0 \varepsilon'_z}{2 S}, \quad \frac{dz}{dx} = \frac{\pm q}{S}, \quad q = \sqrt{\varepsilon - S^2}. \quad (5)$$

Знак «+» соответствует восходящей части лучевой траектории, а знак «–» — нисходящей (рис. 1).

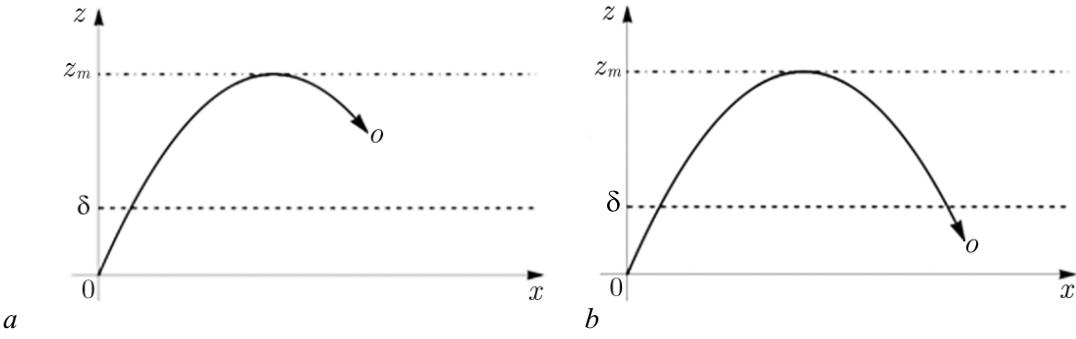


Рис. 1. Траектория луча в плазменном слое, *a* — особая точка внутри слоя, *b* — особая точка вне слоя

Fig. 1. Ray trajectory in the plasma layer, *a* — special point inside the layer, *b* — special point outside the layer

Хотя бихарктеристическая система, дополненная начальными условиями, в соответствии с теоремой Коши имеет единственное решение в фазовом пространстве, то есть в пространстве (\mathbf{r}, \mathbf{k}) , в конфигурационном пространстве (то есть в пространстве координат) лучи могут пересекаться, образуя области интерференции, и иметь огибающие — каустики, которые, в свою очередь, имеют особенности разных порядков, интерпретируемые как зоны фокусировок.

Центр фокусировки в плоскослоистой среде может быть найден как решение системы уравнений [6, 21, 24, 25]:

$$\mu_1 = 0, \quad \mu_2 = 0, \quad \mu_3 = 0, \quad \dots, \quad \mu_n = 0, \quad \mu_{n+1} \neq 0, \quad (6)$$

где $\mu_n = \partial^n \mu / \partial S^n$. Первое уравнение из списка (6) определяет траекторию луча. Если к нему добавить второе уравнение, то их решением является уравнение каустики (согласно теории катастроф — особенность A_2), три первых уравнения позволяют найти положение каустического острия (особенность A_3), четыре уравнения определяют центр «ласточкиного хвоста» (особенность A_4), пять уравнений — это «бабочка» (A_5), шесть — «вигвам» (A_6), семь — «звезда» (A_7) и т. д. [21, 26–28]. Обращение в нуль первых n уравнений указывает на образование каспоидной катастрофы A_n при условии, что $\mu_{n+1} \neq 0$. Для того чтобы система уравнений имела решение, необходимы, кроме координат, дополнительные параметры, обозначенные в работе как \mathbf{b} , которые и обеспечивают необходимый порядок фокусировки (тип особенности). Подробнее они рассмотрены ниже.

2. Метод определения центров каспоидных катастроф

Если среда распространения — холодная изотропная плазма, то эффективную диэлектрическую проницаемость можно представить в виде

$$\varepsilon = 1 - a^2 N(z). \quad (7)$$

Будем считать, что плазменный слой начинается на высоте $z = \delta$ (см. рис. 1) и имеет максимум на высоте $z = z_M$. До высоты $z = \delta$ траектория луча — прямая линия. Тогда можно считать, что $a = \omega_p/\omega$, где ω_p — значение круговой плазменной частоты в максимуме слоя, а функция $N(z)$ описывает нормированное распределение электронной концентрации. В дальнейшем предположим, что координаты x, z и δ нормированы на полутолщину плазменного слоя $z_\Delta = z_M - \delta$. Луч отражается от ионосферы на высоте $z = z_m$ ($z_m < z_M$) и достигает каустики (или её особенности) в точке o . При этом сама точка o может находиться как внутри слоя (рис. 1, *a*), так и вне его (рис. 1, *b*). Следует отметить, что каустика или её особенность

не оставляет никаких следов на лучевой траектории, поскольку возникновение каустик это не индивидуальное, а групповое свойство лучевых траекторий.

Нормированный эйконал в плоскослоистой среде в случае, когда особая точка находится в слое (рис. 1, a), можно представить в виде [21, 29]:

$$\mu = Sx_o + C\delta + \int_{\delta}^{z_o} qdz + 2 \int_{z_o}^{z_m} qdz \quad (8)$$

или

$$\mu = Sx_o + C\delta + W_1 + 2V_1, \quad (9)$$

где

$$W_1 = \int_{\delta}^{z_o} qdz, \quad V_1 = \int_{z_o}^{z_m} qdz, \quad C = \sqrt{\varepsilon(0) - S^2}. \quad (10)$$

Если особая точка находится под слоем, то

$$\mu = Sx_o + C(\delta - z_o) + 2 \int_{\delta}^{z_m} qdz. \quad (11)$$

Если умножить μ на большой параметр $\Lambda = k_0 z_\Delta = \frac{\omega}{c} z_\Delta$, то можно получить значение эйконала в радианах.

На рис. 2 приведены сечения особенностей каустической и лучевой структур катастрофы A_5 в случае, когда каустическая структура развита и центр фокусировки не лежит в плоскости (x, z) .

Рассмотрим выражение (9). Для того чтобы получить производные эйконала, следует продифференцировать (9) необходимое число раз (n) по параметру S , то есть найти

$$\mu_n = \mu_n^1 + \mu_n^2 + \mu_n^3 + \mu_n^4. \quad (12)$$

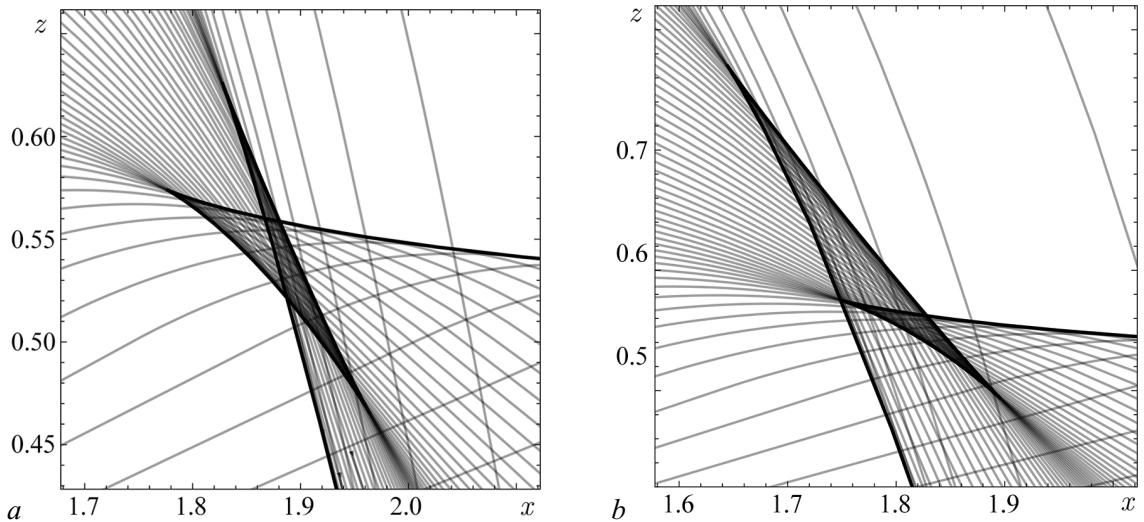


Рис. 2. Сечения особенностей каустической и лучевой структур катастрофы A_5

Fig. 2. Sections of the singularities of the caustic and ray structures of the catastrophe A_5

Дифференцирование первых трёх слагаемых не вызывает затруднений. Первое слагаемое имеет только первую производную, отличную от нуля. Поэтому

$$\mu_1^1 = x_o, \quad \mu_n^1 = 0, \quad n > 1. \quad (13)$$

Во втором слагаемом дифференцируется C . Введя обозначения $h = S/C$, $C_n = \partial C / \partial S$, $\varepsilon_0 = \varepsilon(0)$, находим:

$$\begin{aligned} C_1 &= -h, \quad C_2 = -\frac{\varepsilon_0}{C^3}, \quad C_4 = -(1 + 5h^2) \frac{3\varepsilon_0}{C^5}, \quad C_5 = -h(3 + 7h^2) \frac{15\varepsilon_0}{C^6}, \\ C_6 &= -(1 + 14h^2 + 21h^4) \frac{45\varepsilon_0}{C^7}, \quad C_7 = -h(5 + 30h^2 + 33h^4) \frac{315\varepsilon_0}{C^8}, \\ C_8 &= -(5 + 135h^2 + 495h^4 + 429h^6) \frac{315\varepsilon_0}{C^9}. \end{aligned} \quad (14)$$

Поэтому

$$\mu_n^2 = \delta_n. \quad (15)$$

Для дифференцирования третьего слагаемого справедлива рекуррентная формула:

$$\frac{\partial W_n}{\partial S} = (2n - 3)S \cdot W_{n+1}, \quad (16)$$

в которой

$$W_n = \int_{\delta}^{z_o} q^{3-2n} dz. \quad (17)$$

Тогда

$$\begin{aligned} \frac{\partial W_1}{\partial S} &= -S \cdot W_2, \quad \frac{\partial^2 W_1}{\partial S^2} = -W_2 - S^2 \cdot W_3, \quad \frac{\partial^3 W_1}{\partial S^3} = -3SW_3 - 3S^3 \cdot W_4, \\ \frac{\partial^4 W_1}{\partial S^4} &= -3(W_3 + 6S^2 \cdot W_4 + 5S^4 \cdot W_5), \quad \frac{\partial^5 W_1}{\partial S^5} = -45SW_4 - 150S^3 \cdot W_5 + 105S^5 \cdot W_6, \\ \frac{\partial^6 W_1}{\partial S^6} &= -45(W_4 + 15S^2 \cdot W_5 + 35S^4 \cdot W_6 + 21S^6 \cdot W_7), \\ \frac{\partial^7 W_1}{\partial S^7} &= -315S(5W_5 + 35S^2 \cdot W_6 + 63S^4 \cdot W_7 + 33S^6 \cdot W_8), \\ \frac{\partial^8 W_1}{\partial S^8} &= -315(5 + 140S^2 \cdot W_6 + 630S^4 \cdot W_7 + 924S^6 \cdot W_8 + 429S^8 \cdot W_9). \end{aligned} \quad (18)$$

Следовательно,

$$\mu_n^3 = \frac{\partial^n W_1}{\partial S^n}. \quad (19)$$

Перейдём теперь к вычислению четвёртого слагаемого. Продифференцируем V_1 по S . Учитывая, что вертикальная точка отражения волны от плазменного слоя определяется из условия

$$q = 0 \sim \varepsilon(z_m) = S^2, \quad (20)$$

находим

$$\frac{\partial V_1}{\partial S} = -S \int_{z_o}^{z_m} \frac{dz}{q}, \quad (21)$$

а это в силу условия (20) — несобственный интеграл. Дальнейшее дифференцирование (21) по S будет увеличивать степень q в знаменателе, и интеграл станет расходящимся. Чтобы избавиться от особенности в знаменателе, следует проинтегрировать (21) по частям. Тогда получаем сходящееся выражение, которое можно дифференцировать в дальнейшем:

$$\frac{\partial V_1}{\partial S} = -\frac{2S}{a^2 N_1} \Big|_{z=z_o} + \frac{2S}{a^2} \int_{z_o}^{z_m} \varphi_2 q dz, \quad \varphi_2 = \frac{N_2}{N_1^2}, \quad N_n = \frac{\partial N(z)}{\partial z^n} \quad (22)$$

Повторяя эту процедуру, получаем рекуррентное выражение:

$$\frac{\partial V_n}{\partial S} = -\frac{2S}{a^2} \left(\frac{\varphi_n q}{N_1} \Big|_{z=z_o} + \int_{z_o}^{z_m} \varphi_{n+1} q dz \right) = -\frac{2S}{a^2} \left(\frac{\varphi_n q}{N_1} \Big|_{z=z_o} + V_{n+1} \right), \quad (23)$$

в котором введено обозначение

$$V_n = \int_{z_o}^{z_m} \varphi_n q dz, \quad (24)$$

причем

$$\varphi_{n+1} = \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\varphi_n}{N_1} \right), \quad n \geq 2. \quad (25)$$

Пусть

$$E_n = \frac{1}{N_1^n} \frac{\partial^n N(z)}{\partial z^n}, \quad n \geq 2. \quad (26)$$

Тогда

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= 1, \\ \varphi_2 &= E_2, \\ \varphi_3 &= E_3 - 3E_2^2, \\ \varphi_4 &= E_4 - 10E_2E_3 + 15E_2^3, \\ \varphi_5 &= E_5 - 10E_3^2 - 15E_2E_4 + 105E_3E_2^2 - 105E_2^4, \\ \varphi_6 &= E_6 - 21E_2E_5 - 35E_3E_4 + 210E_4E_2^2 + 280E_2E_3^2 - 1260E_2^3E_3 + 945E_2^5, \\ \varphi_8 &= E_8 - 36E_2E_7 - 84E_3E_6 - 126E_4E_5 + 630E_6E_2^2 + 2520E_2E_3E_5 + 1575E_2E_4^2 + \\ &\quad + 2100E_3^2E_4 - 34650E_2^2E_3E_4 - 6930E_3^2E_5 - 15400E_2E_3^3 + 138600E_2^3E_3^2 + \\ &\quad + 51975E_4E_2^4 - 270270E_3E_2^5 + 135135E_2^7, \\ \varphi_9 &= E_9 - 45E_2E_8 - 120E_3E_7 - 210E_4E_6 - 126E_5^2 + 990E_2^2E_7 + 4620E_2E_3E_6 + \\ &\quad + 6930E_2E_4E_5 + 4620E_3^2E_5 + 5775E_3E_4^2 - 13860E_2^3E_6 - 83160E_2^2E_3E_5 - \\ &\quad - 138600E_2E_3^2E_4 - 51975E_2^2E_4^2 + 900900E_2^3E_3E_4 - 15400E_3^4 + 135135E_2^4E_5 + \\ &\quad + 600600E_2^2E_3^3 - 3153150E_2^4E_3^2 - 945945E_2^5E_4 + 4729725E_2^6E_3 - 2027025E_2^8. \end{aligned} \quad (27)$$

Дифференцируя четвёртое слагаемое в формуле (9), окончательно находим:

$$\mu_1^4 = -\frac{4S q}{a^2 N_1} + S \tilde{V}_2, \quad N_1 = \frac{\partial N(z_o)}{\partial z}, \quad (28)$$

$$\mu_2^4 = \tilde{V}_2 - \frac{4(q^2 - S^2)}{a^2 q N_1} - \beta_2 S^2 q - S^2 \tilde{V}_3, \quad (29)$$

$$\mu_3^4 = \frac{4(3d + d^3)}{a^2 N_1} + \beta_2 q^2 (d^3 - 3d) + \beta_3 q S^3 - 3S \tilde{V}_3 + S^3 \tilde{V}_4, \quad d = \frac{S}{q}, \quad (30)$$

$$\mu_4^4 = \frac{\beta_1}{q^5} + \beta_2 q (6d^2 - 3 + d^4) + \beta_3 q^3 (6d^2 - d^4) - \beta_4 q S^4 - 3 \tilde{V}_3 + 6S^2 \tilde{V}_4 - S^4 \tilde{V}_5, \quad (31)$$

$$\begin{aligned} \mu_5^4 = 5 \frac{d\beta_1}{q^6} + \beta_2 (15d + 10d^3 + 3d^5) + \beta_3 q^2 (15d - 10d^3 - d^5) + \beta_4 q^4 (d^5 - 10d^3) + \\ + \beta_5 S^5 q + 15S \tilde{V}_4 - 10S^3 \tilde{V}_5 + S^5 \tilde{V}_6, \end{aligned} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \mu_6^4 = 5 \frac{\beta_1}{q^7} (1 + 7d^2) + 15\beta_2 \frac{\varepsilon^3}{q^7} + 3\beta_3 q (5 - 15d^2 - 5d^4 - d^6) + \\ + \beta_4 q^3 (15d^4 + d^6 - 45d^2) + \beta_5 q^5 (15d^4 - d^6) - \beta_6 S^6 q + \\ + 15 \tilde{V}_4 - 45S^2 \tilde{V}_5 + 15S^4 \tilde{V}_6 - S^6 \tilde{V}_7, \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} \mu_7^4 = 105 \frac{\beta_1}{q^8} (d + 3d^3) + 105\beta_2 S \frac{\varepsilon^3}{q^9} - 3\beta_3 (35d + 35d^3 + 21d^5 + 5d^7) + \\ + \beta_4 q^2 (3d^7 + 21d^5 + 105d^3 - 105d) + \beta_5 q^4 (105d^3 - 21d^5 - d^7) + \\ + \beta_6 q^6 (d^7 - 21d^5) + \beta_7 S^7 q - 105S \tilde{V}_5 + 105S^3 \tilde{V}_6 - 21S^5 \tilde{V}_7 + S^7 \tilde{V}_8, \end{aligned} \quad (34)$$

$$\begin{aligned} \mu_8^4 = 105 \frac{\beta_1}{q^9} (1 + 18d^2 + 33d^4) + 105\beta_2 (1 + 9d^2) \frac{\varepsilon^3}{q^9} - 105\beta_3 \frac{\varepsilon^4}{q^9} + \\ + 3\beta_4 q (5d^8 + 28d^6 + 70d^4 + 140d^2 - 35) + \beta_5 q^3 (420d^2 - 210d^4 - 28d^6 - 3d^8) + \\ + \beta_6 q^5 (28d^6 + d^8 - 210d^4) + \beta_7 q^7 (28d^6 - d^8) - \beta_8 d^8 q^9 - 105 \tilde{V}_5 + \\ + 420S^2 \tilde{V}_6 - 210S^4 \tilde{V}_7 + 28S^6 \tilde{V}_8 - S^8 \tilde{V}_9. \end{aligned} \quad (35)$$

В выражениях (28)–(35) все величины вычисляются при $z = z_o$,

$$\tilde{V}_n = \frac{2^n}{a^{2(n-1)}} V_n, \quad \beta_1 = \frac{12\varepsilon^2}{a^2 N_1}, \quad \beta_n = \frac{2^{n+1}}{a^{2n} N_1} \varphi_n, \quad n \geq 2. \quad (36)$$

Перейдём теперь к численным результатам.

3. Численное моделирование

Рассмотрим плазменный слой с кубической зависимостью нормированной электронной концентрации от высоты z :

$$N(z) = \begin{cases} Q (2 + p - (1 + 2p) Q + p Q^2), & Q = z - \delta, \quad z \geq \delta, \\ 0, & z \leq \delta. \end{cases} \quad (37)$$

Если $p = 0$, то $N(z)$ – параболический плазменный слой [22, 23]:

$$N(z) = \begin{cases} Q (2 - Q), & Q = z - \delta, \quad z \geq \delta, \\ 0, & z \leq \delta. \end{cases} \quad (38)$$

Для того чтобы найти центр особенности A_5 («бабочка»), формально устойчивой только в четырёхмерном пространстве [19, 20], необходимо, чтобы в ноль обращались пять первых производных эйконала (6), а шестая была не равна нулю. Это возможно в пространстве пяти параметров: x_o, z_o, δ, S, a . Для этого нам достаточно численно решить четыре уравнения

$$\mu_2 = 0, \quad \mu_3 = 0, \quad \mu_4 = 0, \quad \mu_5 = 0 \quad (39)$$

относительно последних четырёх переменных, поскольку x_o однозначно определяется из уравнения μ_1 . На рис. 3 и 4 представлены графики зависимостей исследуемых параметров в центре топологической особенности (катастрофы) типа «бабочка» (то есть в точке с координатами (x_o, z_o)) при различных значениях параметра p — коэффициента кубичности слоя. На рис. 3, a показана зависимость угла выхода луча θ из источника излучения от кубичности p ($\theta = \arccos S$). Поведение θ качественно различно на правой и левой части рисунка. Если $p < 0.5$, угол резко убывает, а при $p > 0.7$ после максимума ($\sim 49^\circ$) наблюдается медленное спадание.

Зависимости $a(p)$ (рис. 3, b), $\delta(p)$, $z_o(p)$ и $z_m(p)$ (рис. 4) имеют ярко выраженный максимум, правда, при разных значениях p . Функция $a(p)$ имеет максимальное значение при $p = 1$, когда отношение плазменной частоты к рабочей немного превышает 0.96, а зависимости $\delta(p)$, $z_o(p)$ и $z_m(p)$ имеют максимум при $p = 0$, когда плазменный слой становится параболическим. Для зависимости горизонтальной координаты особенности $x_o(p)$ максимум смещается в область отрицательных значений p (рис. 4, b).

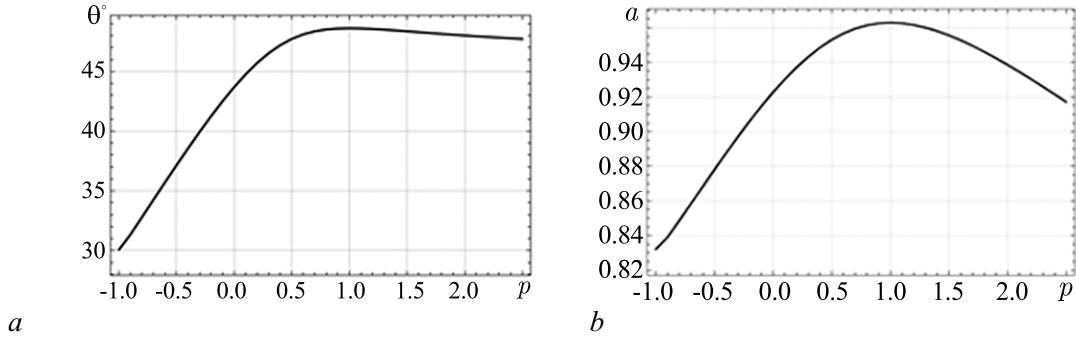


Рис. 3. Зависимость угла θ (a) и отношения частот a (b) от параметра кубичности p

Fig. 3. Dependence of the angle θ (a) and the frequency ratio a (b) on the cubicity parameter p

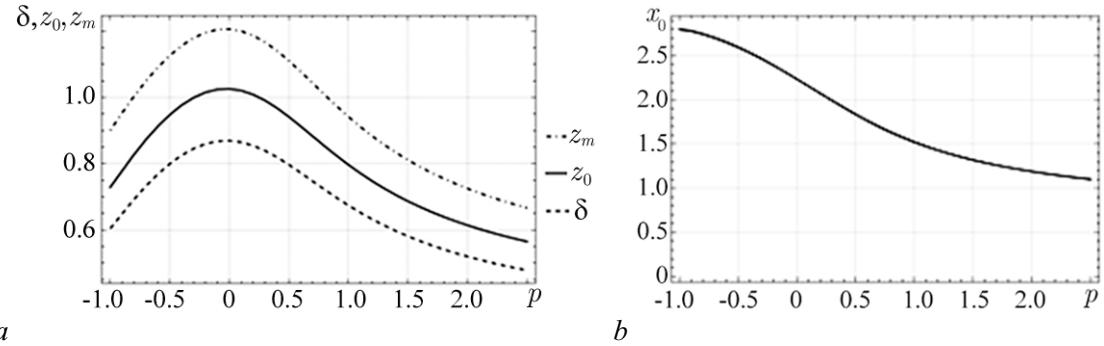


Рис. 4. Зависимость нижней границы слоя δ , положения центра особенности z_o и высоты отражения луча z_m (a) и координаты особенности x_o от кубичности p (b)

Fig. 4. Dependence of the lower boundary of the layer δ , the position of the center of the singularity z_o and the height of the ray reflection z_m (a) and the coordinate of the singularity x_o on the cubicity p (b)

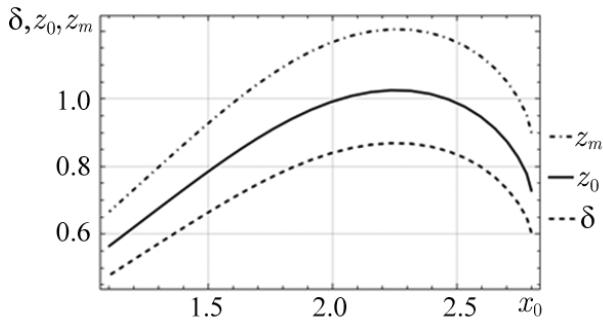


Рис. 5. Зависимость нижней границы слоя δ , положения центра особенности z_o и высоты отражения луча z_m от координаты x_o

Fig. 5. Dependence of the lower boundary of the layer δ , the position of the center of the singularities z_o and the height of the ray reflection z_m on the coordinate x_o

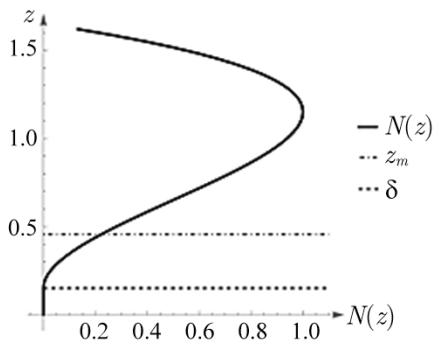


Рис. 6. Пример кубического слоя, у которого непрерывна функция $N(z)$ и её производная

Fig. 6. An example of a cubic layer in which the function $N(z)$ and its derivative are continuous

На рис. 5 показаны зависимости $\delta(x_o)$, $z_o(x_o)$ и $z_m(x_o)$, то есть расстояния до нижней границы слоя, высоты особенности и высоты отражения волны от горизонтальной координаты. Все три кривые имеют максимум, соответствующий (см. рис. 4, б) параболическому слою.

Может показаться, что возникновение особенностей высокого порядка в простом унимодальном слое объясняется наличием резкой границы слоя. Однако это не так. На рис. 6 приведем пример кубического слоя, у которого непрерывна не только сама функция $N(z)$, но и её производная $\partial N(z)/\partial z$:

$$N(z) = \begin{cases} Q^2(3 - 2Q), & Q = z - \delta, \quad z \geq \delta, \\ 0, & z \leq \delta. \end{cases} \quad (40)$$

Тем не менее при значениях параметров

$$a \approx 0.790607472644402, \quad \delta \approx 0.15076111644326395, \quad S \approx 0.9278253057832123 \quad (41)$$

в точке с координатами: $z_o \approx 0.25804076672826454$, $x_o \approx 2.576153757958269$ образуется катастрофа типа «бабочка». При этом угол выхода критического луча составляет $\theta \approx 21.901681711717607^\circ$, а высота отражения равна $z_m \approx 0.45597583256928126$.

Заключение

Таким образом, в работе изучены возможности образования центров топологических каустических особенностей типа катастроф при зондировании электромагнитными волнами плазменного слоя. В окрестности таких особенностей нарушается принцип суперпозиции лучей и возникают фокусировки волновых полей. Разработан метод вычисления положения центров особенностей в расширенном пространстве параметров и выполнено математическое моделирование на примере плазменного слоя с кубической зависимостью электронной концентрации от высоты. Показано, что при вариации отношения плазменной частоты к рабочей, высоты нижней границы плазменного слоя и угла наклона выхода луча при каждом значении кубичности в широком диапазоне возникает центр особенности типа «бабочка» (катастрофа A_5). Эти особенности возникают даже тогда, когда непрерывна не только зависимость электронной концентрации от высоты и её производной.

Список литературы

- Гуляев Ю. В., Проклов В. В., Шкердин Г. Н. Дифракция света на звуке в твердых телах // Успехи физических наук. 1978. Т. 124, № 1. С. 61–111. DOI: 10.3367/UFNr.0124.197801b.0061.
- Гуляев Ю. В., Плесский В. П. Распространение поверхностных акустических волн в периодических структурах // Успехи физических наук. 1989. Т. 157, № 1. С. 85–127. DOI: 10.3367/UFNr.0157.198901c.0085.
- Гуляев Ю. В., Лагарьков А. Н., Никитов С. А. Метаматериалы: фундаментальные исследования и перспективы применения // Вестник Российской академии наук. 2008. Т. 78, № 5. С. 438–449.
- Арманд Н. А., Гуляев Ю. В., Гаврик А. Л., Ефимов А. И., Матюгов С. С., Павельев А. Г., Савич Н. А., Самознаев Л. Н., Смирнов В. М., Яковлев О. И. Результаты исследований солнечного ветра и ионосфер планет радио физическими методами // Успехи физических наук. 2010. Т. 180, № 5. С. 542–548. DOI: 10.3367/UFNr.0180.201005j.0542.
- Гинзбург В. Л. Распространение электромагнитных волн в плазме. М.: Наука, 1967. 685 с.
- Budden K. G. Radio caustics and cusps in the ionosphere // Proc. R. Soc. Lond. A. 1976. Vol. 350, no. 1661. P. 143–164. DOI: 10.1098/rspa.1976.0100.
- Маслов В. П. Теория возмущений и асимптотические методы. М.: МГУ, 1965. 553 с.
- Davis K. Ionospheric Radio Waves. Waltham: Blaisdell, 1969. 460 p.
- Лукин Д. С., Палкин Е. А. Численный канонический метод в задачах дифракции и распространения электромагнитных волн в неоднородных средах. М.: МФТИ, 1982. 159 с.
- Крюковский А. С. Равномерная асимптотическая теория краевых и угловых волновых катастроф. Монография. М.: РосНОУ, 2013. 368 с.
- Крюковский А. С., Лукин Д. С., Палкин Е. А., Растягаев Д. В. Теория катастроф в проблемах стационарной и нестационарной дифракции // В сб.: Труды X школы-семинара по дифракции и распространению волн. 7–15 февраля 1993 г., Москва, Россия. М.: МФТИ, 1993. С. 36–111.
- Арнольд В. И., Варченко А. Н., Гусейн-Заде С. М. Особенности дифференцируемых отображений. Часть I. Классификация критических точек каустик и волновых фронтов. М.: Наука, 1982. 304 с.
- Thom R. Structural Stability and Morphogenesis. Reading: W. A. Benjamin, 1975. 348 p.
- Постон Т., Стюарт И. Теория катастроф и ее приложения. М.: Мир, 1980. 608 с.
- Крюковский А. С., Лукин Д. С., Палкин Е. А. Равномерные асимптотики и угловые катастрофы // Докл. РАН. 1995. Т. 341, № 4. С. 456–459.
- Whitney H. On singularities of mappings of Euclidean space 1. Mappings of the plane into the plane // Ann. Math. 1955. Vol. 62, no. 3. P. 374–410. DOI: 10.2307/1970070.
- Орлов Ю. И. Особенности лучевых и каустических картин в неоднородном параболическом слое // Изв. вузов. Радиофизика. 1977. Т. 20, № 11. С. 1669–1675.
- Крюковский А. С. Топология каустик и волновое поле в плазменном слое с параболическим распределением электронной концентрации // В сб.: Труды МФТИ. Серия «Общая и молекулярная физика». М.: МФТИ, 1979. Т. 11. С. 74–78.
- Крюковский А. С., Лукин Д. С., Палкин Е. А. К вопросу о построении асимптотических решений в областях перекрытия прикаустических зон // Изв. вузов. Радиофизика. 1982. Т. 25, № 11. С. 1375–1376.
- Крюковский А. С., Растягаев Д. В. Исследование устойчивых фокусировок, возникающих при нарушении симметрии волнового фронта // В сб.: Распространение и дифракция электромагнитных волн. М.: МФТИ, 1993. С. 20–37.
- Крюковский А. С., Лукин Д. С. Определение центров топологических особенностей при фокусировке поля в плоскослоистой среде // В сб.: Труды 7-й конференции молодых ученых Московского физико-технического института. М.: МФТИ, 1982. С. 138–148.

Крюковский А. С., Растягаев Д. В.

Известия вузов. ПНД, 2025, т. 33, № 5

625

22. Казанцев А. Н., Лукин Д. С., Спиридонос Ю. Г. Метод исследования распространения радиоволн в неоднородной магнитоактивной ионосфере // Космические исследования. 1967. Т. 5, вып. 4. С. 593–600.
23. Hamilton W. R. On a General Method of Expressing the Paths of Light, and of the Planets, by the Coefficients of a Characteristic Function // Dublin University Review. 1833. Vol 1. P. 795–826.
24. Крюковский А. С., Лукин Д. С. Определение структуры коротковолнового поля в областях одномерной фокусировки в плоскослоистой среде // В сб.: Труды VI конференции молодых ученых МФТИ. М.: МФТИ, 1981. С. 218–227.
25. Крюковский А. С., Растягаев Д. В. О необходимых и достаточных условиях образования каспийных катастроф // В сб.: Распространение и дифракция волн в неоднородных средах. М.: МФТИ, 1989. С. 56–60.
26. Дорохина Т. В., Крюковский А. С., Лукин Д. С. Информационная система «Волновые катастрофы в радиофизике, акустике и квантовой механике» // Электромагнитные волны и электронные системы. 2007. Т. 12, № 8. С. 71–74.
27. Kryukovskii A. S., Rastyagaev D. V., Lukin D. S. Construction of uniform asymptotic solutions of wave-type differential equations by methods of catastrophe theory // Russ. J. Math. Phys. 2009. Vol. 16, no. 2. P. 251–264. DOI: 10.1134/S1061920809020083.
28. Крюковский А. С., Лукин Д. С., Палкин Е. А., Растягаев Д. В. Теория катастроф и её приложения к описанию фокусировки, дифракции и распространения волновых полей // Труды Московского физико-технического института (национального исследовательского университета). 2009. Т. 1, № 2. С. 54–71.
29. Крюковский А. С., Лукин Д. С. Локальное асимптотическое описание электромагнитного поля в окрестности каустического острия в плоско-слоистой среде // В сб.: Вопросы дифракции электромагнитных волн. М.: МФТИ, 1982. С. 40–45.

References

1. Gulyaev YV, Proklov VV, Shkerdin GN. Diffraction of light by sound in solids. Sov. Phys. Usp. 1978;21(1):29–57. DOI: 10.1070/PU1978v021n01ABEH005508.
2. Gulyaev YV, Plesskii VP. Propagation of acoustic surface waves in periodic structures. Sov. Phys. Usp. 1989;32(1):51–74. DOI: 10.1070/PU1989v032n01ABEH002676.
3. Gulyaev YV, Lagar'kov AN, Nikitov SA. Metamaterials: basic research and potential applications. Her. Russ. Acad. Sci. 2008;78(3):268–278. DOI: 10.1134/S1019331608030143.
4. Armand NA, Gulyaev YV, Gavrik AL, Efimov AI, Matyugov SS, Pavelyev AG, Savich NA, Samoznaev LN, Smirnov VM, Yakovlev OI. Results of solar wind and planetary ionosphere research using radiophysical methods. Phys. Usp. 2010;53(5):517–523. DOI: 10.3367/UFNNe.0180.201005j.0542.
5. Ginzburg VL. Propagation of Electromagnetic Waves in Plasma. M.: Nauka; 1967. 685 p. (in Russian).
6. Budden KG. Radio caustics and cusps in the ionosphere. Proc. R. Soc. Lond. A. 1976;350(1661): 143–164. DOI: 10.1098/rspa.1976.0100.
7. Maslov VP. Perturbation Theory and Asymptotic Methods. M.: Moscow University Press; 1965. 553 p. (in Russian).
8. Davis K. Ionospheric Radio Waves. Waltham: Blaisdell; 1969. 460 p.
9. Lukin DS, Palkin EA. Numerical Canonical Method in Problems of Diffraction and Propagation of Electromagnetic Waves in Inhomogeneous Media. M.: Moscow Institute of Physics and Technology Publishing; 1982. 159 p. (in Russian).
10. Kryukovsky AS. Uniform Asymptotic Theory of Edge and Corner Wave Catastrophes. Monograph. M.: Russian New University Publishing; 2013. 368 p. (in Russian).

11. Kryukovsky AS, Lukin DS, Palkin EA, Rastyagaev DV. Catastrophe theory in problems of stationary and non-stationary diffraction. In: Proceedings of the 10th School-Seminar on Diffraction and Wave Propagation. M.: Moscow Institute of Physics and Technology Publishing; 1993. P. 36–111 (in Russian).
12. Arnold VI, Varchenko AN, Gusein-Zade SM. Singularities of Differentiable Maps. Volume 1. Classification of Critical Points, Caustics and Wave Fronts. Boston: Birkhäuser; 2012. 282 p. DOI: 10.1007/978-0-8176-8340-5.
13. Thom R. Structural Stability and Morphogenesis. Reading: W. A. Benjamin; 1975. 348 p.
14. Poston T, Stewart I. Catastrophe Theory and Its Applications. New York: Dover Publications; 2013. 512 p.
15. Kryukovsky AS, Lukin DS, Palkin EA. Uniform asymptotics and corner catastrophes. Doklady Mathematics. 1995;341(4):456–459 (in Russian).
16. Whitney H. On singularities of mappings of Euclidean space 1. Mappings of the plane into the plane. Ann. Math. 1955;62(3):374–410. DOI: 10.2307/1970070.
17. Orlov YuI. Characteristics of ray patterns and caustic patterns in a nonhomogeneous parabolic layer. Radiophys. Quantum Electron. 1977;20(11):1148–1153. DOI: 10.1007/BF01037344.
18. Kryukovsky AS. Topology of caustics and wave field in a plasma layer with parabolic distribution of electron concentration. In: Proceedings of MIPT. Series “General and Molecular Physics”. Moscow: Moscow Institute of Physics and Technology Publishing; 1979. Vol. 11. P. 74–78. (in Russian).
19. Kryukovsky AS, Lukin DS, Palkin EA. On the issue of constructing asymptotic solutions in regions of overlapping near-caustic zones. Radiophys. Quantum Electron. 1982;25(11):1375–1376 (in Russian).
20. Kryukovsky AS, Rastyagaev DV. Study of stable focusing arising from violation of wave front symmetry. In: Propagation and Diffraction of Electromagnetic Waves. M.: Moscow Institute of Physics and Technology Publishing; 1993. P. 20–37 (in Russian).
21. Kryukovsky AS, Lukin DS. Determination of centers of topological features during field focusing in a plane-layered medium. In: Proceedings of the 7th Conference of Young Scientists of the Moscow Institute of Physics and Technology. M.: Moscow Institute of Physics and Technology Publishing; 1982. P. 138–148 (in Russian).
22. Kazantsev AN, Lukin DS, Spiridonov YuG. Method of studying the propagation of radio waves in an inhomogeneous magnetoactive ionosphere. Cosmic Research 1967;5(4):593–600 (in Russian).
23. Hamilton WR. On a general method of expressing the paths of light, and of the planets, by the coefficients of a characteristic function. Dublin University Review. 1833;1:795–826.
24. Kryukovsky AS, Lukin DS. Determination of the structure of a short-wave field in regions of one-dimensional focusing in a plane-layered medium. In: Proceedings of the VI Conference of Young Scientists of MIPT. M.: Moscow Institute of Physics and Technology Publishing; 1981. P. 218–227 (in Russian).
25. Kryukovsky AS, Rastyagaev DV. On necessary and sufficient conditions for the formation of cuspid catastrophes. In: Propagation and Diffraction of Waves in Inhomogeneous Media. M.: Moscow Institute of Physics and Technology Publishing; 1989. P. 56–60 (in Russian).
26. Dorokhina TV, Kryukovsky AS, Lukin DS. Information system “Wave catastrophes in radiophysics, acoustics and quantum mechanics”. Electromagnetic Waves and Electronic Systems. 2007;12(8): 71–74. (in Russian).
27. Kryukovskii AS, Rastyagaev DV, Lukin DS. Construction of uniform asymptotic solutions of wave-type differential equations by methods of catastrophe theory. Russ. J. Math. Phys. 2009;16(2):251–264. DOI: 10.1134/S1061920809020083.
28. Kryukovsky AS, Lukin DS, Palkin EA, Rastyagaev DV. The theory of catastrophes and its

- application to the description of a focusing, diffraction and propagation of wave fields. Proceedings of Moscow Institute of Physics and Technology. 2009;1(2):54–71 (in Russian).
29. Kryukovsky AS, Lukin DS. Local asymptotic description of the electromagnetic field in the vicinity of a caustic tip in a plane-layered medium. In: Questions of Diffraction of Electromagnetic Waves. M.: Moscow Institute of Physics and Technology Publishing; 1982. P. 40–45 (in Russian).



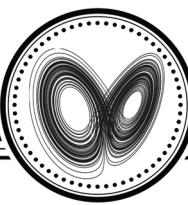
Крюковский Андрей Сергеевич – родился в Москве (1956). Окончил с отличием факультет общей и прикладной физики Московского физико-технического института по специальности «Автоматика и электроника» (1979). Доктор физико-математических наук (1996, МГУ). С 2021 года работает заведующим кафедрой информационных технологий и естественно-научных дисциплин Российского нового университета. Научные интересы – радиофизика, математическое моделирование, волновые катастрофы, дифракция и распространение радиоволн, дистанционное зондирование ионосферы. Опубликовал свыше 400 научных статей по указанным направлениям.

Россия, 105005 Москва, ул. Радио, 22
Российский новый университет
E-mail: kryukovsky56@yandex.ru
ORCID: 0000-0001-5670-0354
AuthorID (eLibrary.Ru): 4107



Растягаев Дмитрий Владимирович – родился в Воткинске (1967). Окончил с отличием факультет проблем физики и энергетики Московского физико-технического института по специальности «Прикладная математика и физика» (1991). Кандидат физико-математических наук (1994, МФТИ). С 2012 года работает проректором по информационным технологиям Российского нового университета. Научные интересы – радиофизика, математическое моделирование, волновые катастрофы, распространение радиоволн. Опубликовал свыше 160 научных статей по указанным направлениям.

Россия, 105005 Москва, ул. Радио, 22
Российский новый университет
E-mail: rdv@rosnou.ru
ORCID: 0000-0001-9465-6040
AuthorID (eLibrary.Ru): 4365



Известия высших учебных заведений. Прикладная нелинейная динамика. 2025. Т. 33, № 5
Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5)

Обзорная статья
УДК 004.93, 621.391

DOI: 10.18500/0869-6632-003185
EDN: BICJXM

Информационные технологии на основе шумоподобных сигналов

Ю. В. Гуляев, В. И. Калинин, В. В. Колесов[✉], Е. А. Мясин

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия
E-mail: gulyaev@cplire.ru, val.kalinin@mail.ru, [✉]kvv@cplire.ru, eam168@ms.ire.rssi.ru

Поступила в редакцию 24.04.2025, принята к публикации 2.07.2025,
опубликована онлайн 9.07.2025, опубликована 30.09.2025

Аннотация. Целью настоящей статьи является краткий обзор результатов исследований по применению шумоподобных сигналов в широкополосных радиосистемах, проведенных под руководством Юрия Васильевича Гуляева. **Методы.** Проводимые исследования основывались на предыдущем опыте научного коллектива ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, связанном с разработкой аналоговых шумоподобных устройств (шумотронов) на основе концепции динамического хаоса. Продолжение этих исследований было связано с разработкой цифрового хаоса, основанного на целочисленных порождающих алгоритмах, которые легко воспроизводились на любой цифровой технике. **Результаты.** Рассмотрены перспективные направления использования информационных технологий с использованием динамического хаоса для передачи, обработки, хранения и защиты информации. Представлены широкополосные системы передачи информации, использующие сложные сигналы с большой базой, построенные на основе систем с хаотической динамикой. Предложены конечномерные математические алгоритмы для расчета хаотических сигналов методом реконструкции нелинейной динамики в диссипативных системах с запаздыванием. **Заключение.** Показано, что цифровая система передачи информации с расширением спектра и динамической сменой хаотических кодов обладает высокой помехозащищенностью, скрытостью, электромагнитной совместимостью и обеспечивает надежную и конфиденциальную передачу сообщений в условиях сложной электромагнитной обстановки. На основе оригинальных хаотических алгоритмов реализованы схемы для маскировки, защиты, обработки и передачи информации. Экспериментальное исследование макета шумового радиолокатора в лабораторных условиях продемонстрировало достаточно высокую точность радиолокационных измерений дальности во всем диапазоне измерений при двойной спектральной обработке сигнала, а также высокую разрешающую способность по дальности 15 см (при эффективной ширине полосы 800...900 МГц).

Ключевые слова: широкополосные информационные технологии, хаотические кодирующие алгоритмы, технология расширения спектра, шумоподобная несущая, обработка сигнала на несущей, шумовая радиолокация.

Для цитирования: Гуляев Ю. В., Калинин В. И., Колесов В. В., Мясин Е. А. Информационные технологии на основе шумоподобных сигналов // Известия вузов. ПНД. 2025. Т. 33, № 5. С. 629–656. DOI: 10.18500/0869-6632-003185.
EDN: BICJXM

Статья опубликована на условиях Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Information technology based on noise-like signals

Yu. V. Gulyaev, V. I. Kalinin, V. V. Kolesov[✉], E. A. Myasin

Kotelnikov Institute of Radioelectronics of the RAS, Moscow, Russia
E-mail: gulyaev@cplire.ru, val.kalinin@mail.ru, kvv@cplire.ru, eam168@ms.ire.rssi.ru
Received 24.04.2025, accepted 2.07.2025, available online 9.07.2025, published 30.09.2025

Abstract. The purpose of this article is a brief overview of the results of research on the use of noise-like signals in broadband radio systems conducted under the leadership of Yuri Vasilyevich Gulyaev. *Methods.* The conducted research was based on the previous experience of the V. A. Kotelnikov IRE RAS research team related to the development of analog noise-like devices (shumotrons) based on the concept of dynamic chaos. The continuation of these studies was associated with the development of digital chaos based on integer generating algorithms that could be easily reproduced on any digital technology. *Results.* Promising directions of using information technologies using dynamic chaos for the transmission, processing, storage and protection of information are considered. Broadband information transmission systems using complex signals with a large base, built on the basis of systems with chaotic dynamics, are presented. Finite-dimensional mathematical algorithms for calculating chaotic signals by reconstructing nonlinear dynamics in dissipative systems with a delay are proposed. *Conclusion.* It is shown that a digital information transmission system with spectrum expansion and dynamic change of chaotic codes has high noise immunity, secrecy, electromagnetic compatibility and ensures reliable and confidential transmission of messages in a complex electromagnetic environment. Schemes for masking, protecting, processing, and transmitting information are implemented based on original chaotic algorithms. An experimental study of the noise radar layout in laboratory conditions demonstrated a sufficiently high accuracy of radar range measurements over the entire measurement range with dual spectral signal processing, as well as a high range resolution of 15 cm (with an effective bandwidth of 800...900 MHz).

Keywords: broadband information technologies, chaotic coding algorithms, spread spectrum technology, noise-like carrier, signal processing on the carrier, noise radar.

For citation: Gulyaev YuV, Kalinin VI, Kolesov VV, Myasin EA. Information technology based on noise-like signals. Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5):629–656. DOI: 10.18500/0869-6632-003185

This is an open access article distributed under the terms of Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Введение

Известно, что аналоговый хаос весьма чувствителен к любому предельно малому воздействию на порождающий алгоритм, начиная с начальных условий и кончая операцией округления действительных чисел при компьютерном моделировании алгоритма. Данное свойство сильно осложняло практическое применение хаотических сигналов в информационных технологиях.

В период с 1990 по 2010 гг. в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН активно проводились исследования по возможности применения шумоподобных сигналов для передачи информации в широкополосных радиосистемах. Проводимые исследования основывались на предыдущем опыте научного коллектива, связанном с концепцией динамического хаоса. Продолжение этих исследований было связано с разработкой цифрового хаоса, основанного на целочисленных порождающих алгоритмах, которые легко воспроизводились на любой цифровой технике. Данный подход был инициирован академиком Владимиром Александровичем Котельниковым и в дальнейшем развивался научным коллективом под руководством профессора Владимира Яковлевича Кислова. Использование шумоподобных сигналов требовало не только разработки алгоритмов для генерации самих сигналов с определенным набором специфических свойств, но и разработки аппаратных методов их реализации в широкополосных радиосистемах, включая шумовую радиолокацию. Данная тематика активно поддерживалась Российским фондом фундаментальных исследований в виде грантов, руководителем которых был академик Юрий Васильевич Гуляев. В статье приводится краткий обзор результатов этих исследований по применению шумоподобных сигналов в широкополосных радиосистемах.

В классической радиофизике возникновение шумов всегда связывали с флуктуациями теплового и дробового характера. Обогащение частотного спектра колебаний генераторов электромагнитных колебаний выражалось в наличии гармоник или субгармоник основной частоты, а конечная ширина спектральной линии генераторов объяснялась воздействием флуктуаций. Поэтому обнаружение в ИРЭ РАН в середине 60-х годов генерации шумовых колебаний явилось для специалистов в области радиофизики в какой-то мере неожиданным событием [1]. Интенсивность и полоса частот шумов, полученных на плазменных и электронных приборах типа лампы бегущей волны (ЛБВ), никак не могла быть объяснена воздействием флуктуаций. Природу генерации столь интенсивных хаотических колебаний удалось объяснить на основе методов нелинейной динамики в автоколебательных системах с запаздывающей обратной связью. Примерно в то же время Лоренц при численном эксперименте на существенно упрощенной модели конвективной неустойчивости земной атмосферы, сведенной к трем обыкновенным нелинейным дифференциальным уравнениям первого порядка, показал возможность возникновения хаотических колебаний [2].

Дальнейшие исследования показали, что для динамических систем очень широкого класса сложные нерегулярные движения не менее характерны, чем классические регулярные процессы. Поразительным оказался факт, что такого рода движения возможны в динамических системах с малым числом степеней свободы. До этого интуитивно допускалось, что сложное хаотическое движение возможно в системах с бесконечным или очень большим числом степеней свободы. Именно это утверждение содержалось в модели турбулентного движения гидродинамической системы, развиваемой Ландау в 1944 г. [3]. Установление же сложного хаотического характера движения динамической системы с малой размерностью достаточно нетривиально. В ИРЭ РАН с начала 60-х годов проводили работы по созданию прямошумовых генераторов СВЧ-диапазона преимущественно в рамках решения задач радиоэлектронной борьбы. Именно тогда была предложена оригинальная идея шумотрона — генератора шума на основе кольцевой автоколебательной системы, состоящей из СВЧ-усилителя О- или М-типа и специального нелинейного элемента, обеспечивавшего стохастизацию генерируемых колебаний. Генераторы подобного типа были реализованы на ЛБВ, в плазме, а позднее в полупроводниковых транзисторных и диодных генераторах [4–11].

Хаотическое движение динамических систем обладает рядом специфических особенностей. Реализации этого движения имеют сплошной в полосе частот спектр мощности, экспоненциально спадающую функцию автокорреляции, гауссовскую функцию распределения вероятности значений. Одновременно для систем с динамическим хаосом характерны такие чисто динамические свойства, как чрезвычайно высокая чувствительность к начальным условиям и связанное с ней экспоненциальное разбегание близких траекторий.

Одним из таких перспективных направлений являются исследования в области создания новых телекоммуникационных систем на основе свойств хаотической динамики. Хаотическая динамика систем привлекает возможностью получения сложных колебаний простыми по структуре устройствами, реализацией в одном устройстве большого числа различных хаотических мод, большой информационной емкостью, разнообразием методов ввода информационного сигнала в хаотический, возможностью синхронизации передатчика и приемника, конфиденциальностью при передаче сообщений и др. Такое многообразие хаотических проявлений динамических систем послужило причиной различных подходов к использованию хаотических режимов динамических систем в области связи [12]. Важным направлением при этом является разработка новых классов алгоритмов формирования последовательностей со свойствами случайных процессов на основе хаотической динамики [13–15]. Это открывает возможность разработки новых информационных технологий и создания новых перспективных методов применения хаотических сигналов для передачи, обработки, хранения и защиты информации.

1. Информационные носители для широкополосных технологий

Поиск информационных носителей (процессов и сигналов), обладающих повышенной информационной емкостью, и математических алгоритмов, порождающих такие процессы, является наиболее актуальной задачей при разработке новых информационных технологий. Основным понятием в области информационных технологий служит «кодирование информации», трактуемое обычно как синоним понятия «представление информации». Такими носителями информации могут быть графика (рисунки), тексты, нотные записи, числа, последовательности электромагнитных, оптических или других сигналов.

Термин «информационные системы» включает все устройства, обеспечивающие получение, обработку, передачу и хранение информации. Это различные датчики, преобразующие внешние воздействия (звук, изображение в виде светового поля различной локальной интенсивности, давление, температура, химический состав среды и др.) в электрические сигналы, электронные системы преобразования и обработки этих сигналов на основе компьютерной техники, и это средства радиосвязи и телекоммуникаций. Информация в этих системах записывается либо в виде непрерывного электрического сигнала — аналоговой формы кодирования информации, либо в виде последовательности электрических импульсов — цифровой формы кодирования. При аналоговом кодировании необходимая информация передается соответствующей амплитудой или частотой колебаний непрерывного электрического сигнала. В цифровой форме информация выражается в виде двоичного кода, задаваемого электрическим импульсом, для которого, например, логическому состоянию «0» соответствует отсутствие электрического напряжения (или тока), а состоянию «1» — его наличие. Цифровые коды, благодаря хорошей защищенности от ошибок и помех, высоким скоростям обработки в вычислительных системах и высокой плотности передачи по каналам связи, преимущественно распространены в современных информационных системах.

Развитие телекоммуникационных систем нового поколения основано на использовании широкополосных сигналов (ШПС) с большой информационной емкостью и обеспечивает увеличение скорости передачи информации и повышение устойчивости работы систем при наличии возмущающих факторов [16, 17]. Такие сигналы используются для передачи информации в многоканальных системах с кодовым разделением, беспроводных системах связи с расширением спектра и др. Использование ШПС позволяет принимать сообщения при соотношении сигнал/помеха, много меньшем единицы, и бороться с влиянием многолучевого распространения, ослабить действие многих видов помех и обеспечить высокую скрытность при функционировании и электромагнитную совместимость с другими радиоэлектронными средствами за счет излучения непрерывных во времени ШПС с очень низкой спектральной плотностью.

При разработке узкополосных каналов цифровой связи встречаются трудности в поисках компромисса между противоречивыми требованиями. В многопользовательских системах связи обязательным требованием является обеспечение эффективности использования спектра, измеряемой в битах на секунду на герц. Высокое качество передачи информации требует использования кодеров с большой скоростью, а также метода кодирования, который позволял бы обнаруживать и исправлять ошибки. Все это связано с введением избыточной информации в передаваемые данные и в конечном счете приводит к увеличению ширины полосы канала.

Расширение частотного спектра телекоммуникационного канала позволяет увеличить пропускную способность и скорость передачи данных. Проблема расширения частотного спектра канала может решаться двумя способами — это расширение полосы телекоммуникационного канала (*Channel Bandwidth Expansion*) за счет увеличения диапазона частот, выделенного для передачи данных, и расширение спектра сигнала (*Spread Spectrum*), когда при различном кодировании сигнала его энергия распределяется по широкой полосе частот. Основные технологии расширения спектра (*spread spectrum technology*) связаны с формированием шумоподобной

несущей и основаны на использовании несинусоидальных сигналов, когда исходный узкополосный сигнал преобразуется в широкополосный с помощью псевдослучайной перестройки рабочей частоты сигнала (*frequency – hopping spread spectrum, FHSS*) или методом прямой свертки сигнала с достаточно длинной псевдослучайной последовательностью (*direct sequence spread spectrum, DSSS*). В радиолокационных системах используется также так называемое импульсное радио, когда применяются сверхкороткие видеоимпульсы.

В настоящее время для увеличения эффективности использования частотного спектра в современных телекоммуникационных каналах используются оба метода. Например, в системах связи 5G применяют широкие частотные каналы (расширение полосы) вместе с продвинутым кодированием (элементы технологии *spread spectrum*).

2. Формирование систем сложных шумоподобных сигналов

В связи с бурным развитием многоканальных автономных систем связи и передачи информации на основе технологии кодового разделения абонентов чрезвычайно актуальной остается проблема построения систем кодирующих ШПС. Системой кодовых сигналов называется множество сигналов, определяемых единым правилом построения (алгоритмом). Число кодовых сигналов в системе L называется объемом системы, который принято обычно сравнивать с базой ШПС B , равной произведению ширины спектра сигнала Δf на его длительность T : $B = \Delta f \cdot T$. Если $L \ll B$, то это малая система кодовых сигналов, $L \approx B$ — нормальная, и при $L \gg B$ — большая система. Проблема построения больших систем фазомодулированных (ФМ) ШПС с хорошими корреляционными свойствами для технологии кодового разделения абонентов и в настоящее время является достаточно сложной.

Известно, что для систем связи с ШПС подходят не любые шумовые сигналы, а сигналы, обладающие хорошими статистическими и корреляционными свойствами. В настоящее время основным методом формирования систем кодирующих ШПС для применения в каналах связи с прямым расширением спектра является использование М-последовательностей на основе сдвиговых регистров с системой линейных обратных связей [17].

Широкополосные каналы связи по своей структуре рассчитаны на передачу дискретных сигналов и уже являются цифровыми. Широкополосная радиосвязь по своим свойствам и методам технического осуществления значительно отличается от обычных традиционных методов радиосвязи использованием для передачи сигналов с полосой частот, значительно более широкой, чем полоса передаваемого сообщения, и методами приема информации, основанными на применении сигналов различной формы, согласованных с формой спектра передаваемого сигнала. В таких системах все пользователи работают в одном частотном диапазоне, более широком, чем в случае традиционных узкополосных систем связи с частотно-временным разделением. В каждом абонентском канале используется свой идентификационный код или своя кодовая последовательность для различия пользователей. На вход приемного устройства индивидуального пользователя одновременно с полезным сигналом поступают в заданной полосе частот не только обычные помехи естественной природы, но и мешающие сигналы от передатчиков других абонентов, а также отражения за счет многолучевого распространения. Сложная электромагнитная обстановка в зоне действия телекоммуникационных средств налагает дополнительные жесткие требования на систему псевдослучайных сигналов, которая используется для кодирования и передачи информации по каналам связи. Ансамбль кодирующих последовательностей, используемых различными системами или одной многоканальной системой, должен обладать хорошими взаимно корреляционными и групповыми свойствами.

При создании систем с кодовым разделением абонентских каналов (*Code Division Multiple Access — CDMA*) важным является выбор математических алгоритмов, порождающих большой ансамбль кодов на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП). Формируемые

псевдослучайные последовательности должны обладать определенными статистическими и спектральными свойствами, а также хорошими авто- и взаимно корреляционными характеристиками. Особые требования предъявляются к объему ансамбля ортогональных ПСП, что необходимо для одновременной и устойчивой работы многих пользователей в общей пространственной зоне. Математические алгоритмы должны генерировать множество статистически независимых псевдослучайных кодов большой длительности и высокой структурной сложности, чтобы обеспечить конфиденциальность и помехоустойчивость при передаче информации.

Использование широкополосных сигналов в системах передачи информации дает ряд важных преимуществ:

- 1) возможность приема сигналов с высокой достоверностью при мощности помех в полосе частот сигнала, много большей, чем мощность сигнала;
- 2) значительное повышение помехоустойчивости против ряда преднамеренных помех, а также импульсных и узкополосных;
- 3) повышение разрешающей способности сигналов и, как следствие этого, возможность значительного улучшения работы системы связи в условиях многолучевого распространения радиоволн;
- 4) возможность построения асинхронных многоадресных систем с кодовым разделением абонентов, работающих в общей полосе частот;
- 5) возможность создания систем передачи информации, в которых затруднено пеленгование и сопровождение источников излучения.

Широкополосные сигналы образуются, как правило, за счет расширения полосы частот информационного сигнала и/или за счет расширения спектра несущей. Расширение полосы частот сигнала обычно достигается за счет такой модуляции несущего колебания, которая формирует модулированный сигнал с полосой частот более широкой, чем у модулирующей функции. Типичный пример сигнала с расширением полосы — частотная модуляция с большим индексом модуляции.

Расширение полосы свойственно также цифровым сигналам с дополнительным помехоустойчивым кодированием, так как введение избыточных символов при сохранении неизменной скорости передачи сообщения приводит к необходимости уменьшения длительности каждого символа. При этом расширяется полоса частот передаваемого кодированного сигнала. Необходимо отметить, что простое двоичное избыточное кодирование усложняет структуру информационного сигнала (особенно для мощных кодов), однако существенно не расширяет полосу занимаемых частот.

Существенным недостатком систем, использующих простое расширение полосы частот за счет аналоговой модуляции несущей информационным сигналом, является то, что они способны удовлетворительно работать лишь при больших отношениях сигнал/помеха во всей полосе частот передаваемого (и принимаемого) сигнала.

Иначе обстоит дело с сигналами, формируемыми за счет расширения частотного спектра. Такие сигналы называются сложными сигналами. Эти сигналы образуются в результате модуляции несущего колебания специальной функцией, расширяющей частотный спектр и не зависящей от передаваемого сообщения. Как правило, при расширении спектра сложные сигналы занимают более широкий диапазон частот, чем при расширении полосы за счет информационного сигнала. Для расширения частотного спектра и получения сложного сигнала можно модулировать амплитуду, фазу или частоту несущей. Расширяющая функция должна быть идентичной для передатчика и приемника, чтобы на приемной стороне можно было провести обратное преобразование — «свертку» спектра, при котором происходит демодуляция и сигнал фильтруется в полосе сообщения.

Эффективная расширяющая функция должна удовлетворять определенным требованиям в отношении ширины полосы частот, структуры приемника и метода передачи сообщений. Расширяющая функция должна быть детерминированной, иметь шумоподобный широкий равномерный

спектр (большую базу), а следовательно, относительно большую длительность и узкую АКФ с малыми боковыми выбросами, ансамбль разных расширяющих функций, используемых разными системами или одной многоканальной системой, должен обладать хорошими взаимокорреляционными свойствами.

Расширяющая функция может быть аналоговой или дискретной, но практически наиболее перспективные возможности для создания ШПС дает применение цифровых (дискретных по уровню и по времени) расширяющих функций. Такие расширяющие функции формируются на основе цифровых кодовых последовательностей. В некоторых случаях возможно одновременное расширение спектра и полосы сигнала, когда, например, наряду с применением расширяющей функции используется цифровое помехоустойчивое кодирование сообщений восстанавливающими кодами.

Сигналы с расширением спектра, в свою очередь, делятся на когерентные и некогерентные. Примером некогерентного сигнала с расширением спектра является пачка радиоимпульсов, модулированных по амплитуде. У такого сигнала информацию переносит амплитуда, а импульсная последовательность расширяет спектр. Другой характерный пример — это сигналы с псевдослучайной перестройкой частоты (случайные скачки частоты с одного частотного канала в другой). Некогерентные сложные сигналы характеризуются отношением полосы спектра сигнала к информационной полосе (или к скорости передачи информации), это соотношение служит эквивалентом базы для некогерентных сигналов и определяет выигрыш в помехоустойчивости при выделении ШПС на фоне шумов.

Когерентные сложные сигналы по большинству показателей превосходят сигналы с некогерентным расширением спектра, но некогерентные сигналы проще для реализации как приемников, так и передатчиков (модуляторов). В процессе приема и обработки когерентного ШПС в оптимальном приемнике происходит «сжатие» сигнала с базой $B \gg 1$ в простой сигнал с базой $B \approx 1$, содержащий информацию. Различают два вида сжатия сигнала: по времени и по частоте. Как правило, предельный коэффициент сжатия по времени и по частоте одинаков и равен базе сигнала. Физически сжатие достигается за счет суммирования всех спектральных составляющих сигнала с компенсацией различий их фазовых набегов, то есть за счет когерентного суммирования всех спектральных составляющих сигнала. В результате сжатия сложный сигнал становится простым (с базой $B \approx 1$), имеющим ширину спектра того же порядка, что и у переносимого им сообщения. Предельный коэффициент сжатия достигается только в оптимальном, идеально согласованном с сигналом приемнике.

Основные свойства сложного сигнала с расширением спектра определяются не способом модуляции несущего, а свойствами модулирующего (расширяющего) колебания. Именно от вида АКФ этого колебания зависят конечная ширина спектра сложного сигнала и равномерность его спектральной плотности в пределах полосы частот.

Загруженность радиодиапазона в сочетании с необходимостью обеспечения скрытной и помехоустойчивой связи привели к разработке новых систем связи с кодировкой широкополосными псевдослучайными сигналами. В таких системах все пользователи работают в одном частотном диапазоне, гораздо более широком, чем в случае традиционных систем связи с частотным разделением, но каждый из них использует свой идентификационный код или свою кодовую последовательность. При этом на вход приемного устройства индивидуального пользователя приходят не только обычные помехи и шумы флуктуационной природы, но и сигналы других абонентов и сигналы многолучевого распространения. Это налагает дополнительные требования на системы сигналов, используемых для кодирования и передачи информации по таким каналам связи с кодовым разделением.

Особо следует отметить предпочтительность использования для кодирования предельно длинных непериодических ПСП, что, как известно, повышает скрытность информации, передава-

емой по каналу, и затрудняет ее дешифровку [17]. При создании системы с кодовым разделением абонентов (*CDMA*) важным является выбор вида ПСП, которые должны иметь не только хорошие статистические и корреляционные характеристики, но и большую номенклатуру длин, позволяющую формировать ансамбли сигналов с большим объемом, а также высокую структурную сложность, обеспечивающую высокую конфиденциальность при передаче информации.

В настоящее время наиболее полно удовлетворяют всем вышеперечисленным требованиям хаотические алгоритмы, описывающие поведение нелинейных динамических систем. Характерными особенностями этих алгоритмов является использование в них запаздывания и нелинейности. К достоинствам подобных алгоритмов относятся легкость программно-аппаратного воспроизведения и необходимость передачи для синхронизации только ограниченного набора начальных условий, однозначно определяющих запуска алгоритма. Применение в системах радиосвязи шумоподобных хаотических сигналов (*ШХС*) позволяет повысить помехоустойчивость и надежность передачи информации в каналах с комплексом помех и искажений, а также по-новому подойти к решению задач электромагнитной совместимости радиосредств различного назначения [18].

Особым условием, характерным для систем с кодовым разделением каналов, является работа на фоне помех, создаваемых другими кодовыми группами в том же частотном диапазоне. В силу этого создание систем связи с кодовым разделением каналов требует разработки порождающих алгоритмов для создания системы кодирующих сигналов с большим объемом и исследования их статистических и корреляционных свойств.

3. Формирование шумоподобной несущей в системах связи с расширением спектра

Для формирования радиоканала связи с шумоподобной несущей следует обеспечить на передающем терминале модуляцию синусоидального сигнала СВЧ-диапазона расширяющей хаотической импульсной последовательностью, генерируемой хаотическим алгоритмом, с последующей ее демодуляцией на приемном терминале. Наиболее эффективным способом расширения спектра сигнала является фазовая модуляция. Она реализуется при помощи фазового модулятора (ФМ) – устройства, которое изменяет фазовый сдвиг проходящего через него сигнала. По принципу работы ФМ можно разделить на плавные (аналоговые) и дискретные (цифровые), по способу включения к внешней схеме – на отражательные и проходные, а также пассивные (без усиления) и активные (с усилением сигнала). Для применения в широкополосных системах связи ФМ должны обеспечивать получение требуемого фазового сдвига при минимальных потерях, высокое быстродействие, малую величину паразитной амплитудной модуляции, модуляцию фазы колебаний на допустимом уровне мощности и в необходимой полосе частот, хорошее согласование с СВЧ-трактом, стабильные параметры при изменении уровня входной мощности, характеристики СВЧ-тракта, напряжения управляющих сигналов и иметь малые размеры и массу.

В цифровых каналах связи для обеспечения широкой полосы частот наиболее эффективным является использование двухпозиционного ФМ, в котором реализуются два состояния, соответствующих отсутствию сдвига фазы (нулевой сдвиг) и сдвигу фазы на π (π -модулятор). Обычно фазовые модуляторы в СВЧ-диапазоне используют дискретное изменение длины линии передачи между входом и выходом модулятора под действием управляющих импульсов. Например, если под влиянием входного импульса длина линии изменилась на $\lambda/2$ (где λ – длина волны в линии), то фаза выходных колебаний изменится на π (индекс фазовой модуляции $\Phi = \pi/2$). Для дискретного изменения длины линии применяют переключающие элементы, в качестве которых наиболее часто используют p - i - n -диоды. Достоинство таких схем – отсутствие необходимости использования сложных в изготовлении и настройке циркуляторов и мостов.

Известно, что спектральный состав фазомодулированных (ФМ) колебаний значительно сложнее амплитудно-модулированных колебаний. При модуляции синусоидальным сигналом выражение для фазомодулированных колебаний имеет вид

$$X(t) = A \sum_{-\infty}^{+\infty} J_n(\phi) \sin(\omega + n\Omega)t. \quad (1)$$

Отсюда видно, что спектр фазомодулированных колебаний состоит из несущей частоты ω ($n = 0$) с амплитудой $AJ_0(\phi)$ и бесконечного числа боковых частот, расположенных симметрично по обе стороны несущей ($\omega \pm n\Omega$) с амплитудами $AJ_n(\phi)$. Однако практически играют роль лишь те частоты, амплитуды которых не очень малы по сравнению с $AJ_0(\phi)$. Так как значения функции Бесселя очень быстро убывают с увеличением n при заданном аргументе ϕ , то во многих практически важных случаях можно ограничиться лишь первыми членами ряда. Однако для сигналов с большим индексом модуляции весьма существенную роль играют члены ряда до $n = 10$, так как распределение амплитуд не позволяет ими пренебречь.

Форма частотного спектра во много раз усложняется, если несущая частота модулируется несинусоидальным и непериодическим сигналом.

ФМ-сигнал с синусоидальной несущей f_0 при скачкообразном изменении фазы можно представить в виде

$$X(t) = \sum_{k=1}^N A \sin 2\pi f_0 \left[t + k \cdot \Delta T (-1)^{j_k} \right]; \quad 0 \leq t \leq \Delta T, \quad (2)$$

где A — амплитуда, f_0 — несущая частота, ΔT — длительность манипулированного отрезка синусоиды, равная целому числу полупериодов синусоидального сигнала, параметр j_k принимает значения 0 и 1 в соответствии с заданной кодовой последовательностью, определяющей закон скачкообразного ($\pm\pi$) изменения фазы несущей.

Рабочая полоса частот при этом значительно расширяется. Спектр ФМ-сигнала имеет в области основного максимума форму, близкую к полупериоду синусоиды, с максимумом на частоте несущей f_0 . Ширина спектра определяется длительностью манипулированного отрезка синусоиды ΔT и равна f_0/n , где n — число периодов несущей в интервале ΔT .

При модуляции периодическими функциями спектры сигналов имеют линейчатый вид. В случае же модуляции шумоподобным дискретным сигналом спектр сплошной, а его размеры определяются максимальной частотой (тактовой частотой).

Обратное преобразование ФМ-сигнала в импульсную форму осуществляется путем вычисления ВКФ регистрируемого сигнала с $X(t)$. При отсутствии частотных и фазовых искажений регистрируемого сигнала ФМ-сигнал после корреляционного преобразования будет иметь форму АКФ сигнала.

4. Дискретные порождающие алгоритмы для формирования хаотических сигналов

Из теории информации известно, что наибольшей информационной емкостью обладают стохастические сигналы, порождаемые случайными процессами [16]. Основная проблема при разработке информационных носителей в цифровых телекоммуникационных каналах заключается в трудности генерирования случайных двоичных последовательностей с применением короткого задающего ключа. Требования, предъявляемые к свойствам последовательностей псевдослучайных чисел, зависят от конкретных применений и, как правило, один алгоритм не в состоянии всем

этим требованиям удовлетворить [19]. Математические алгоритмы, которые на основе ключа формируют псевдослучайные последовательности (ПСП) числовых значений, должны обладать рядом необходимых свойств:

- высокое качество — ПСП по статистическим критериям должна быть близка к случайному процессу и иметь сколь угодно длинный период;
- эффективность — алгоритм должен быть быстрым и занимать возможно меньший объем памяти;
- воспроизводимость — при точном воспроизведении начальных условий алгоритма должна формироваться одна и та же ПСП на реализациях любой длительности, а незначительные изменения в начальной процедуре должны приводить к генерации качественно различных последовательностей;
- простота — математическая формула алгоритма должен быть проста в схемотехнической реализации и использовании.

Все сказанное подчеркивает актуальность поиска новых детерминированных алгоритмов, обеспечивающих формирование потоков псевдослучайных чисел, удовлетворяющих различным системам требований.

Несмотря на то, что известно довольно много алгоритмов генерации ПСП, на практике для генерации двоичных ПСП, как правило, используется рекуррентный алгоритм, когда на основании линейного рекуррентного соотношения и некоторых начальных значений строится бесконечная последовательность, каждый последующий член которой определяется из предыдущих. Двоичные последовательности на основе рекуррентных соотношений достаточно легко реализуются на ЭВМ в виде программ и схемотехнически на основе быстродействующих многоразрядных двоичных сдвиговых регистров.

Однако попытки приспособить для цифровых алгоритмов шума операции над действительными числами оканчивались неудачами, так как для систем с динамическим хаосом замена действительного числа его приближенным значением сильно меняет статистику получаемой последовательности. Операция округления вносит непредсказуемое возмущение в порождающий алгоритм, и получаемая последовательность перестает быть статистически независимой, а значит, и случайной. При этом округленный алгоритм может вывести последовательность на другой аттрактор, что ставит под вопрос воспроизводимость данного процесса на различной вычислительной технике.

Основной метод получения двоичных ПСП в настоящее время — это формирование М-последовательностей (последовательности максимального периода) на основе сдвиговых регистров, когда численное значение в данный момент определяется линейными соотношениями с некоторым весом (кодом) по отношению к предыдущим членам последовательности. При этом весовые коэффициенты подбирают таким образом, чтобы обеспечить быстрый спад корреляционной функции до значений порядка $1/\sqrt{N}$, где N — длина периода М-последовательности. Самый большой недостаток данного метода — отсутствие математического аппарата, позволяющего получать алгебраические многочлены, порождающие последовательности максимального периода сколь угодно большой степени, к тому же информация о полиномах высокой степени, пригодных для помехоустойчивого кодирования, является закрытой.

Известные классы ПСП как линейных (М-последовательности, последовательности Адамара, Голда, Касами и др.), так и нелинейных (последовательности Лежандра, бент-последовательности и др.) обладают определенными недостатками и не удовлетворяют отдельным из перечисленных выше требований. Альтернативное решение проблемы дает применение шумоподобных сигналов (ШПС), формируемых нелинейными системами с динамическим хаосом. Такие ШПС, обладая корреляционными свойствами не хуже, чем у М-последовательностей, имеют практически неограниченный набор длин, могут образовывать ансамбли как двоичных, так и многоуровневых

сигналов больших объемов и являются нелинейными, что затрудняет их распознавание в целях последующего воспроизведения при несанкционированном доступе к кодированной информации.

Все известные динамические системы с небольшим числом степеней свободы, которые обладают динамическим хаосом («странным аттрактором»), — аттрактор Лоренца, Ресслера, системы Чуа, кольцевые системы с запаздыванием и чисто амплитудной нелинейностью — также не обеспечивают корреляционных функций с необходимыми параметрами [2, 20, 21].

Хорошими статистическими свойствами обладают динамические системы, в которых одновременно присутствует и диссипативная (амплитудная) нелинейность, и реактивная (фазовая) нелинейность. В автоколебательных системах с фазовой нелинейностью и задержкой в результате существования нелинейности фазы нарушаются условия баланса фаз, условия синхронизации мод, и в процессе хаотизации колебаний происходит ослабление внутриспектральных связей и более быстрое (по сравнению с другими автостохастическими системами) расщепление корреляций в генерируемом сигнале.

Сигналы с хорошими корреляционными свойствами могут быть получены в классе нелинейных кольцевых систем с запаздыванием, в которых одновременно присутствуют и активная (амплитудная), и реактивная (фазовая) нелинейности [22]. Схему такой системы можно представить в виде кольца из трех блоков (рис. 1).

Механизм автоколебаний в такой системе можно описать комплексным интегральным уравнением, где учтено действие всех функциональных блоков:

$$\hat{x}(t) = \int_{-\infty}^t g(t - \tau) \hat{F}(\tau - T) \delta t, \quad (3)$$

Уравнение отражает в общем виде рекуррентный процесс формирования сигнала в данный момент времени с учетом всех предыдущих значений в моменты τ . Функции g и \hat{F} определяют амплитудно и фазочастотные характеристики соответствующих функциональных блоков, T — время задержки сигнала. Используя фильтр низких частот с прямоугольной частотной характеристикой и представляя функции g и \hat{F} в виде ортогональных рядов Котельникова, можно преобразовать рекуррентное уравнение (3) к дискретному виду (4)

$$\hat{x}_k = (1 - e^{-h}) \cdot \hat{F}_{k-N_z} + e^{-h} \cdot \hat{x}_{k-1}, \quad (4)$$

Здесь $\hat{x} = a \cdot e^{i\Phi}$, $\hat{F} = F(a_k) \cdot e^{(\Phi_k + \Phi(a_k))}$, N_z — параметр запаздывания, h — шаг дискретизации, выбираемый в соответствии с теоремой Котельникова [18]. Нелинейные функции преобразования амплитуды $F(x)$ и фазы сигнала $\Phi(x)$, определяющие процесс стохастизации колебаний в данной динамической системе, могут быть достаточно сложными. Путем численного анализа на ЭВМ проведен выбор параметров системы с целью получения развитой хаотичности автоколебаний и быстрого спадания автокорреляционной функции сигнала (АКФ).

Вычисление значений взаимной корреляционной функции (ВКФ) показали, что форма ВКФ качественно аналогична виду АКФ, а ее наибольшие выбросы имеют тенденцию к снижению при увеличении длительности реализаций по аналогичному закону α/\sqrt{N} .

При практической реализации нового класса сигналов в цифровой технике связи,

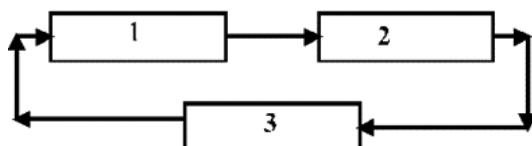


Рис. 1. Модель динамической системы с хаотическим поведением: 1 — нелинейный усилитель; 2 — линия задержки; 3 — фильтр

Fig. 1. Model of a dynamic system with chaotic behavior: 1 — nonlinear amplifier; 2 — delay line; 3 — filter

которая основана главным образом на двоичном коде, имеются две возможности получения бинарных сигналов. Первый способ связан с клипированием многоуровневых сигналов, полученных в результате расчетов. Как показал численный эксперимент, бинарное квантование многоуровневого сигнала практически не ухудшает его корреляционные свойства.

Второй способ представляет собой прямое построение дискретных автоколебательных систем. Например, алгоритм получения бинарного сигнала в дискретной автоколебательной системе может иметь вид

$$x_k = \text{sign}[F(x_k - N)] + x_{k-1}. \quad (5)$$

Это соотношение получено непосредственно из уравнения (2).

На основе математической модели кольцевой автоколебательной системы с сильной амплитудно-фазовой нелинейностью, фильтрацией и запаздыванием разработан и исследован дискретный порождающий алгоритм хаотического сигнала, относящийся к классу алгоритмов рекуррентно-параметрического типа с запаздыванием. Форма алгоритма этого класса в общем виде имеет вид дискретного функционального преобразования (отображения):

$$x_n = f(x_{n-1}, x_{n-2}, \dots, x_{n-N_z}), \quad (6)$$

где x_n — вновь вычисляемый член формируемой псевдослучайной последовательности на n -м шаге, N_z — параметр запаздывания, определяющий число членов последовательности на интервале запаздывания $x_{n-1}, x_{n-2}, \dots, x_{n-N_z}$, которые полностью определяют новое значение x_n и должны быть заданы в качестве начального условия на первом шаге, а функция $f(x)$ отражает преобразования амплитуды и фазы в порождающей кольцевой автоколебательной системе в режиме хаоса. Алгоритм определен на множестве M целых чисел натурального ряда, принадлежащих замкнутому числовому интервалу $[M_1, M_2]$, ($M_2 > M_1$, $M = M_2 - M_1 + 1$), и формирует практически некоррелированную псевдослучайную последовательность целых чисел с распределением вероятностей, близким к равномерному.

Особенностью исследуемых алгоритмов является то, что задаваемая ими формула отображения может выводить новое значение за область определения алгоритма $[M_1, M_2]$. Поэтому явный вид алгоритма (4) должен быть дополнен специальной операцией, обеспечивающей возвращение в заданный числовой интервал значения x_n каждого вновь вычисленного члена последовательности в случае, если он оказался вне его границ. Преобразования подобного рода с отображением числового множества «в себя» известны давно. Примером может служить хорошо известное преобразование пекаря [23]. Возможны и другие виды преобразований, но среди них следует особо выделить те, которые не вносят существенных изменений в распределение вероятностей генерируемых чисел.

Фазовое пространство (ФП) динамической системы с запаздыванием является n -мерным, где n — число значений, однозначно определяющих поведение системы на каждом следующем шаге. Для системы с запаздыванием размерность фазового пространства определяется числом динамических переменных, то есть длительностью задержки в обратной связи, представленной в дискретном виде.

Особое место среди алгоритмов формирования случайных последовательностей занимают алгоритмы формирования целочисленных последовательностей. Обычно они определяются на конечном множестве целых чисел, что связано с ограничением разрядности, используемым для представления целых чисел в цифровой технике. Преимущество целочисленных последовательностей состоит в том, что они идентично воспроизводятся на различных типах вычислительных устройств и при аппаратной реализации легко воспроизводятся схемотехнически.

Мощность используемого множества целых чисел значительно меньше мощности континуума непрерывного множества, на котором определена динамическая система. Вследствие

ограниченности этого множества в процессе алгоритмического формирования таких последовательностей при увеличении числа их членов имеет место неизбежный выход на цикл, являющийся аналогом предельного цикла динамических систем, определенных на непрерывном числовом множестве. При этом важно, чтобы на интервале до выхода на период повторения, соответствующий этому циклу, реализуемые алгоритмически последовательности имели статистические свойства, близкие к свойствам истинно случайных последовательностей.

Используемый алгоритм с запаздыванием обладает тем свойством, что для однозначного генерирования всей последовательности необходимо задание всех N_z значений на интервале запаздывания. Отсюда следует теорема, что если в последовательности, формируемой алгоритмом, совпадают полностью два неперекрывающихся участка (сегмента) длины N_z , отстоящие на расстояние L шагов вычисления алгоритма между началами сегментов ($L > N_z$), то последовательность будет периодической с периодом $T = L$. Вероятность наступления такого события для алгоритма, заданного на целочисленном интервале [1,256], порядка обратной величины объема фазового пространства $P(256, n) \sim 1/(256)n = 3 \cdot 10^{-39}$ при $n = N_z = 16$.

Полученный результат можно интерпретировать как оценку возможного периода формируемой алгоритмом последовательности. Таким образом, величина последнего может составлять $T \approx 1038$ (при $N_z = 16$) членов последовательности. Эту оценку следует рассматривать как вероятную величину периода в формируемой последовательности при $n = 256$ и $N_z = 16$. То есть при увеличении запаздывания N_z вероятность выхода на период в последовательности, формируемой алгоритмом, может быть сделана пренебрежимо малой. Численное моделирование показывает, что при произвольных значениях n и N_z практически всегда можно найти длинный цикл с периодом $T = (0.3\dots1.0)MN_z$.

Таким образом, при соответствующем выборе параметров дискретные алгоритмы с запаздыванием формируют длинные непериодические сегменты псевдослучайных последовательностей с равномерным распределением вероятностей, которые по статистическим и корреляционным параметрам близки к характеристикам случайного равновероятного процесса [24].

5. Система связи с расширением спектра на основе хаотических бинарных кодов

Для исследования технологии расширения спектра с использованием хаотических сигналов в СВЧ-диапазоне была разработана и экспериментально исследована модель радиотерминала для широкополосной системы связи на основе мостовой схемы фазовращателя с фиксированным сдвигом фазы $\phi = \pi$.

При исследовании свойств канала связи применялась самая простая модель двухтерминального широкополосного канала связи с шумоподобной несущей с использованием цифрового генератора, формирующего хаотическую последовательность импульсов, фазового СВЧ-модулятора-демодулятора в микрополосковом исполнении и рупорных антенн. Предполагалось, что канал связи состоит из передающей части (фазового модулятора, обеспечивавшего расширение спектра) и приемной части (демодулятора — устройства свертки, посредством которого восстанавливалась несущая).

На рис. 2 показана блок-схема стенда, моделирующего канал связи с шумоподобной несущей. При проведении экспериментов по демодуляции СВЧ-сигнала, фазомодулированного хаотической кодовой последовательностью, формируемой цифровым генератором, предполагалась полная синхронизация модулятора и демодулятора, то есть когерентный режим работы. Практически это обеспечивалось подачей модулирующих сигналов одновременно на блоки модулятора и демодулятора.

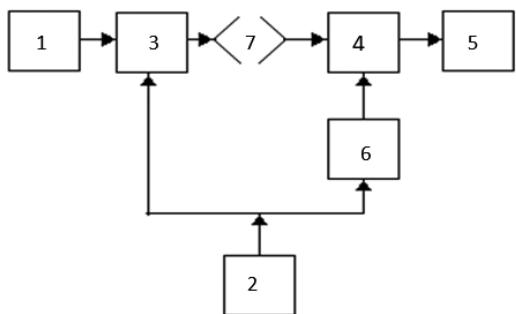


Рис. 2. Блок-схема стенда, моделирующего канал связи с шумоподобной несущей, где генератор синусоидального сигнала СВЧ-диапазона 1, цифровой генератор – источник кодирующей хаотической последовательности 2, фазовый модулятор 3, фазовый демодулятор 4, анализатор спектра 5, подключаемый в различные точки схемы, блок дискретной задержки 6 и рупорные антенны 7

Fig. 2. Block diagram of the setup simulating a communication channel with a noise-like carrier, where the microwave range sinusoidal signal generator 1, digital generator – source of the encoding chaotic sequence 2, phase modulator 3, phase demodulator 4, spectrum analyzer 5, connected to various points of the circuit, discrete delay unit 6 and horn antennas 7

метром абонента. Программируемый кодер для формирования индивидуальных хаотических кодов создан на основе быстродействующей ПЛИС-технологии.

Передаваемую цифровую информацию можно вносить в канал связи либо путем частотной модуляции (ЧМ) СВЧ-несущей частоты, либо посредством изменения фазы кодирующего сигнала. Операция кодового расширения спектра для ЧМ-сигнала, несущего информацию, выполняется фазовым модулятором в схеме передающего модема непосредственно на несущей частоте сигнала.

Излучаемый передатчиком сигнал с информационной составляющей имеет непрерывный шумовой спектр (рис. 2), основная доля энергии которого заключена в полосе частот $\Delta f = 2F_T$.

Тактовая частота F_T хаотических бинарных кодов устанавливается синтезатором частот в схеме модема и в эксперименте выбиралась равной $F_T = 1$ МГц. Информационное сообщение представляет собой последовательность двоичных символов в виде импульсов с тактовой частотой 20 кГц.

Размерность N числового идентификатора или вектора начальных отсчетов составляет не менее $N > 7$. Это важное условие для порождающего алгоритма обеспечивает устойчивый режим многомодового хаоса при формировании кодов с хорошими корреляционными и статистическими свойствами [19]. Передаваемый ШПС с информационной составляющей имеет непрерывный шумовой спектр и по своей структуре практически не отличим от случайного процесса с той же полосой частот.

Цифровой процессор кодера может работать в циклическом и аperiодическом режимах. При циклическом формировании хаотические коды повторяются с заданным периодом. В аperiодическом режиме цифровой процессор генерирует непрерывную и неповторяющуюся последовательность хаотических символов. Таким способом можно осуществить динамическую смену кодов в течение всего времени передачи данных. Разработанная система передачи данных с динамической сменой кодов практически исключает возможность криптографического раскрытия сообщений [2].

Расширение спектра канала связи осуществлялось при помощи широкополосного фазового модулятора, который создан на основе мостовой схемы СВЧ-фазовращателя с фиксированным сдвигом фазы на одно из возможных состояний $\phi = \pi/2, \pi/4, \pi/8, \pi/16$. Переключение фазосдвигающих отрезков микрополосковой линии производится высокочастотными $p-i-n$ -диодами с малым временем релаксации, не превышающим 5 нс. Диапазон перестройки рабочей частоты для модема превышает октаву. Управление $p-i-n$ -диодами в схеме фазовращателя осуществляется хаотическими бинарными кодами, которые формируются программируемым цифровым процессором согласно разработанному математическому алгоритму. Для каждого абонента программным способом устанавливается собственный хаотический код за счет выбора N – мерного вектора начальных отсчетов. Многомерный цифровой массив, задающий вектор начальных отсчетов, является идентификационным параметром формирования индивидуальных хаотических

В приемнике информация выделяется после устранения относительной задержки принятого и опорного кодов и сжатия по частоте ШПС. В эксперименте передача данных осуществляется с динамической сменой кодов за счет непрерывной генерации непериодических последовательностей. Копия хаотического бинарного кода формируется в приемнике цифровым процессором на основе порождающего алгоритма при точном задании N -мерного числового идентификатора или вектора начальных отсчетов. Обратное преобразование принятого ФМ-сигнала осуществляется фазовым демодулятором, который восстанавливает фазу сигнала при использовании в качестве опорного сигнала копии хаотического кода. Сжатие принятого сигнала по частоте возможно только при задержке принятого и опорного кодов в пределах длительности одного такта.

В работе экспериментально исследовалась помехоустойчивость модели радиотерминала на основе шумоподобной несущей, реализованной на основе технологии расширения спектра с помощью бинарных хаотических сигналов.

Схема эксперимента представлена на рис. 3, где 1 и 2 — СВЧ-генераторы сигнала и помехи соответственно; 3, 4 и 5 — фазовые модуляторы FM_1 , FM_2 и FM_3 ; 6 и 7 — кодеры; 8 — СВЧ-сумматор; 9 — регулируемая линия задержки; 10 и 11 — передающая и приемная СВЧ-антенны; 12 — анализатор спектра. Кодеры реализовывали один из разработанных хаотических алгоритмов генерации класса хаотических сигналов [22].

Расширение спектра передаваемого сигнала от СВЧ-генератора 1 осуществлялось при помощи микроволнового модема FM_1 3. СВЧ-сигнал на средней частоте F поступал на вход модема, управление которого осуществлялось хаотической бинарной последовательностью импульсов от кодера 6. В результате на выходе FM_1 3 наблюдался шумовой сигнал с непрерывным спектром.

В эксперименте по определению помехоустойчивости использовались два вида помех: синусоидальная помеха, близкая по частоте к передаваемому СВЧ-сигналу, и широкополосная помеха, согласованная по спектру с передаваемым сигналом. Широкополосная помеха формировалась при помощи микроволнового модема FM_2 4. Управление модемом 4 осуществлялось отдельным кодером 7 с той же тактовой частотой, что и у кодера 6 передатчика. Кодирующие последовательности обоих кодеров 6 и 7 некоррелированы во времени. Эксперимент выполнен при синхронизме кодирующих последовательностей для модемов передатчика и приемника. Синхронизм обеспечивался применением регулируемой задержки 9. Обратное когерентное сжатие по частоте принятого сигнала осуществлялось сверткой с кодирующим сигналом модемом 5 в схеме приемника.

В качестве критерия помехоустойчивости принимали превышение свернутого сигнала на выходе приемного устройства 12 над шумовым фоном в зависимости от отношения сигнал/помеха на входе приемника.

При воздействии узкополосной помехи спектр суммарного сигнала и помехи на входе приемника имеет вид непрерывного в полосе широкополосного шума, соответствующего принятому сигналу с расширением спектра, над уровнем которого возвышается синусоидальная помеха. Декодер FM_3 обеспечивает свертку и выделение полезного сигнала. При декодировании узкополосная помеха размывается по спектру во всей полосе и превращается в шумовой пьедестал, над которым появляется свернутый информационный сигнал.

Широкополосная помеха формируется при прохождении сигнала генератора 2 через

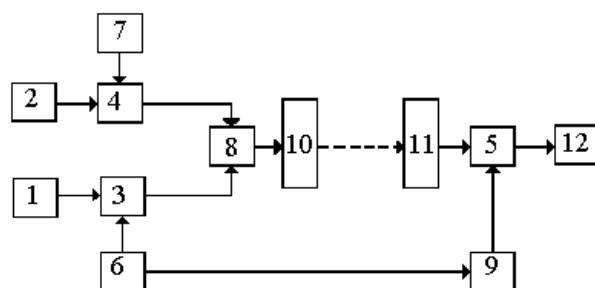


Рис. 3. Блок-схема стенда для исследования помехоустойчивости модели радиотерминала на основе шумоподобной несущей

Fig. 3. Block diagram of the test bench for studying the noise immunity of a radio terminal model based on a noise-like carrier

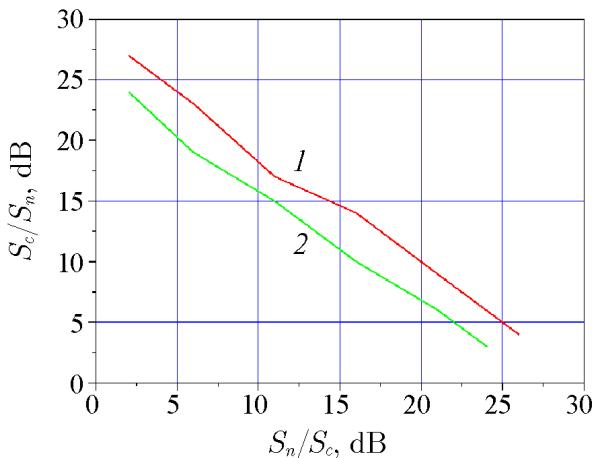


Рис. 4. Отношение сигнал/помеха (S_c/S_n) на выходе приемного устройства в зависимости от соотношения уровней помехи и информационного сигнала на входе приемника (S_n/S_c) для двух видов помехи: узкополосной 1 и широкополосной 2

Fig. 4. Signal-to-noise ratio (S_c/S_n) at the output of the receiving device depending on the ratio of the levels of interference and information signal at the input of the receiver (S_n/S_c) for two types of interference: narrowband 1 and wideband 2

приблизительно 25 дБ. При передаче информации используется непрерывная непериодическая кодирующая хаотическая последовательность, реализованная на интервале времени произвольной длительности. Таким способом реализуется динамическая смена кодов в течение всего времени передачи данных. В этом случае практически исключается возможность криптографического раскрытия сообщения. Этот результат свидетельствует о потенциальных возможностях применения исследуемой системы с расширением спектра на основе хаотических кодов в многостанционных мобильных системах связи с высокой степенью конфиденциальности.

Основной проблемой при использовании сложных сигналов при передаче информации в канале связи является проблема поиска и временной синхронизации сложных сигналов. Известен переборный метод поиска, когда вычисляют корреляционный интеграл относительно сдвигаемого опорного сигнала и в качестве оценки временного положения принятого сигнала выбирают временной сдвиг, максимизирующий эту корреляцию. Однако для большой области априорной неопределенности задержек сигнала и большой базы сигналов, необходимой для обеспечения высокой помехоустойчивости, такой метод при аппаратурной реализации приводит к значительному времени поиска, а при параллельной обработке на нескольких корреляторах — к нежелательному увеличению сложности связного оборудования. При программной реализации на основе ЭВМ этот метод требует большой емкости оперативного запоминающего устройства и высокого быстродействия процессоров.

Для сокращения времени поиска и синхронизации разрабатываются алгоритмы быстрого поиска. Это быстрые преобразования Фурье и другие спектральные преобразования, упрощающие выполнение операции свертки. Особенность алгоритма синхронизации заключается в том, что основной целью передачи сигналов по каналу связи является определение их временного положения, а вспомогательной — передача информации.

Таким образом, для повышения помехоустойчивости синхроканала информация по нему должна идти не только в начале сеанса связи, но и в течение всего цикла обмена информацией между приемником и передатчиком.

ФМ₂, и на входе приемника ее спектр имеет вид широкополосного непрерывного шума, который подобен шумовому спектру информационного сигнала на выходе ФМ₁.

Суммарный спектр сигнала и широкополосной помехи на входе приемника имеет вид непрерывного в полосе широкополосного шума.

На рис. 4 представлены результаты измерения отношения сигнал/помеха (S_c/S_n) на выходе приемного устройства в зависимости от соотношения уровней помехи и информационного сигнала на входе приемника (S_n/S_c) для двух видов помехи: узкополосной 1 и широкополосной 2. Предельная помехоустойчивость для системы связи с расширением спектра определяется отношением сигнал/помеха на выходе приемника, при котором восстановление передаваемой информации становится невозможным при заданном времени усреднения.

Таким образом, результаты экспериментов показывают, что для обоих типов помех предельная помехоустойчивость составляет

использоваться непрерывная непериодическая кодирующая хаотическая последовательность, реализованная на интервале времени произвольной длительности. Таким способом реализуется динамическая смена кодов в течение всего времени передачи данных. В этом случае практически исключается возможность криптографического раскрытия сообщения. Этот результат свидетельствует о потенциальных возможностях применения исследуемой системы с расширением спектра на основе хаотических кодов в многостанционных мобильных системах связи с высокой степенью конфиденциальности.

Основной проблемой при использовании сложных сигналов при передаче информации в канале связи является проблема поиска и временной синхронизации сложных сигналов. Известен переборный метод поиска, когда вычисляют корреляционный интеграл относительно сдвигаемого опорного сигнала и в качестве оценки временного положения принятого сигнала выбирают временной сдвиг, максимизирующий эту корреляцию. Однако для большой области априорной неопределенности задержек сигнала и большой базы сигналов, необходимой для обеспечения высокой помехоустойчивости, такой метод при аппаратурной реализации приводит к значительному времени поиска, а при параллельной обработке на нескольких корреляторах — к нежелательному увеличению сложности связного оборудования. При программной реализации на основе ЭВМ этот метод требует большой емкости оперативного запоминающего устройства и высокого быстродействия процессоров.

Для сокращения времени поиска и синхронизации разрабатываются алгоритмы быстрого поиска. Это быстрые преобразования Фурье и другие спектральные преобразования, упрощающие выполнение операции свертки. Особенность алгоритма синхронизации заключается в том, что основной целью передачи сигналов по каналу связи является определение их временного положения, а вспомогательной — передача информации.

Таким образом, для повышения помехоустойчивости синхроканала информация по нему должна идти не только в начале сеанса связи, но и в течение всего цикла обмена информацией между приемником и передатчиком.

При использовании принципа прямой свертки сигнала на входе информационный и синхроканал можно разместить в общей полосе частот, разделив их структурно в приемнике и передатчике (самой высокой расширяющей частотой является тактовая частота опорного генератора). При этом в синхроканале будут циркулировать информация о фазе тактовой частоты опорного генератора и идентификационный код абонента. Наличие связи по синхроканалу непрерывно контролируется как на принимающей стороне, так и в передающей стороне.

При стабильном синхроканале на обоих концах связного тракта запускается генератор шумоподобного сигнала, генерирующий непериодическую случайную последовательность, которая и служит для кодирования и декодирования информационных битов.

Полученные результаты свидетельствуют о возможности применения систем псевдослучайных сигналов, формируемых хаотическими алгоритмами в качестве кодирующих последовательностей для широкополосных систем передачи с кодовым разделением каналов. Цифровая система связи с расширением спектра и динамической сменой хаотических кодов обладает высокой помехозащищенностью и повышенной конфиденциальностью при передаче данных в условиях сложной электромагнитной обстановки, воздействия сильных помех и многолучевого распространения сигналов [14]. Быстро действующие цифровые процессоры на основе конечно-мерных алгоритмов с нелинейной динамикой создают большой ансамбль хаотических бинарных кодов, что позволяет практически осуществить кодовое разделение большого числа абонентов [25]. Передача данных с динамической сменой хаотических кодов максимально затрудняет возможность криптографического раскрытия конфиденциальных сообщений.

6. Применение хаотических алгоритмов для защиты, обработки и передачи информации

Достаточно эффективным способом защиты информации является маскировка информации многомодовым хаосом при пакетной передаче информации.

Хаотическая маскировка представляет интерес применительно к пакетной связи, которая широко используется в последнее время. При этом достаточно актуальными являются разработки альтернативных способов пакетной передачи информации, в частности, целесообразно применять ждущие хаотические системы с многомодовым хаосом. Один из способов использования таких систем иллюстрирует блок-схема на рис. 5, содержащая передатчик из элементов 1–8 (рис. 5, a) и приемное устройство из элементов 9–16 (рис. 5, b) [26].

Генератор 1 формирует запускающий радиоимпульс $f(t)$ («пилот сигнал»). После прохождения колебаний через разветвитель 2 на одном его выходе (первом), соединенном с линией задержки 3, реализуется колебательный процесс $\gamma_1 f(t)$, а на другом (втором) — процесс $(1 - \gamma_1) f(t)$ (где γ_1 — коэффициент разветвления в передатчике). На выходе линии задержки имеем $\phi_1(\tau) = \gamma_1 f(\tau)$, где $\tau = t - T_1$, T — запаздывание сигнала в линии 3. Сигнал $\phi_1(\tau)$ поступает на ждущий генератор 4 (хаотический генератор с жестким возбуждением), на выходе которого

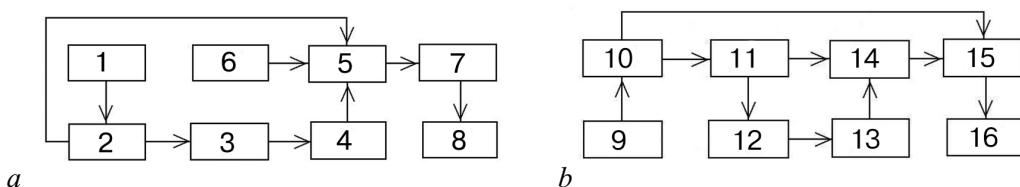


Рис. 5. Блок-схемы передатчика из элементов 1–8 (a) и приемного устройства из элементов 9–16 (b)

Fig. 5. Block diagrams of a transmitter from elements 1–8 (a) and a receiving device from elements 9–16 (b)

реализуется колебательный процесс $x_1(t)$. Если $x(t)$ — колебания, модулируемые передаваемым сообщением $s(t)$ в устройстве 6, то для сигнала $z_1(t)$ на выходе сумматора 5 можно записать $z_1 = x_1(t) + x(t) + (1 - \gamma_1)f(t)$, а для сигнала на выходе усилителя 7 (обладающего коэффициентом усиления G) имеет вид $G z_1(t)$. Эти колебания излучаются антенной 8.

В приемном устройстве колебания с антены 9 подаются на разветвитель 10. С одного его выхода (первого) принятые колебания поступают на электронный коммутатор 11, который, пропуская пилот-сигнал, запирается так, что на ждущий генератор 13, который подобен генератору 4, воздействует только радиоимпульс, прошедший через линию задержки 12, а хаотические колебания, сформированные в передатчике, «отсекаются». При этом в коммутаторе 11 при разветвлении радиоимпульса на две равные части компенсируются потери на разветвление так, что колебания радиоимпульса на каждом из двух выходов равны колебаниям радиоимпульса на входе коммутатора. Если на входе разветвителя 10 колебательный процесс (при компенсации потерь в передающем тракте) определяется величиной $G z_1(t)$, то на первом его выходе (на входе коммутирующего устройства 11) реализуются колебания $G \gamma_2 z_1(t)$, где γ_2 — коэффициент разветвления в приемнике. На втором его выходе возникает сигнал $(1 - \gamma_2) G z_1(t)$. После прохождения коммутирующего устройства имеем $G \gamma_2 (1 - \gamma_1) f(t)$, а после задержки в линии 12 на время T_2 (при условии $T_2 = T_1$) сигнал имеет вид $\phi_2(\tau) = G \gamma_2 (1 - \gamma_1) f(\tau)$. В результате воздействия этого сигнала генератор 13 возбуждается. При этом его колебания $x_2(t)$ подаются на один из входов сумматора 14. На другой его вход поступает сигнал $(1 - \gamma_1) \gamma_2 G f(t)$. Суммарный колебательный процесс, определяемый выражением $z_2(t) = x_2(t) + (1 - \gamma_1) \gamma_2 G f(t)$, попадает на один из входов (на первый) вычитающего устройства 15. На второй его вход появляются колебания (с выхода разветвителя 10), равные $G (1 - \gamma_2) z(t)$. Разностные колебания $z(t) = G(1 - \gamma_2) z_1(t) - z_2(t)$ воздействуют на детектирующее устройство 16, с которого снимается выходной сигнал после процессов нелинейного преобразования, интегрирования и фильтрации.

На рис. 6, a показан спектр мощности S_1 на выходе устройства 6 и спектр мощности S_3 на выходе приемного устройства, а на рис. 6, b — спектр мощности S_2 на выходе усилителя 7. При численном анализе математической модели генераторы 4 и 13 описывались нелинейными дифференциальными уравнениями с запаздывающим аргументом при характеристике нелинейного элемента, обеспечивающей жесткое возбуждение. Передаваемый сигнал $s(t)$ задан (для простоты и наглядности) в виде периодической функции.

На рис. 6 приведены характерные спектры мощности при передаче информации.

Из рисунка видно (рис. 6, b), спектр мощности на выходе передатчика отображает хаотический характер колебаний. При этом передаваемый регулярный сигнал надежно замаскирован. В приемном устройстве передаваемый сигнал четко выделяется (кривая S_3 на рис. 6, a).

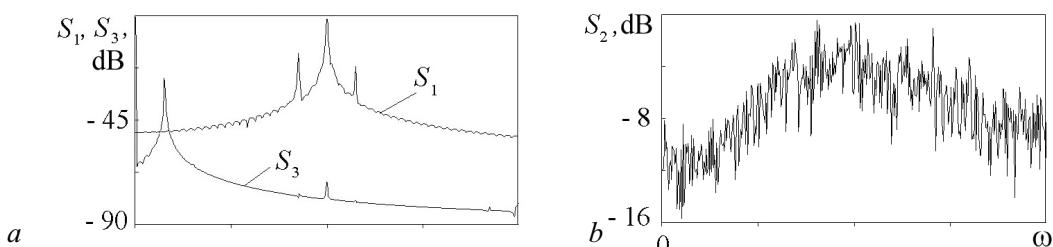


Рис. 6. Спектры мощности сигнала при передаче информации по блок-схемам рис. 5: спектр мощности S_1 на выходе устройства 6 передатчика и спектр мощности S_3 на выходе приемного устройства 16 (a); спектр мощности S_2 на выходе усилителя 7 передатчика (b)

Fig. 6. Signal power spectra during information transmission according to the block diagrams of Fig. 5: power spectrum S_1 at the output of transmitter device 6 and power spectrum S_3 at the output of receiving device 16 (a); power spectrum S_2 at the output of transmitter amplifier 7 (b)

7. Шумовая радиолокация

Одним из направлений, позволяющих существенно увеличить информативность радиолокационных станций (РЛС), является применение короткоимпульсных сверхширокополосных сигналов с шириной спектра, достигающих 1 ГГц и более. В радиолокации с СШП повышение информативности происходит благодаря уменьшению импульсного объема РЛС по дальности. Так, при изменении длительности зондирующего импульса с 1 мкс до 1 нс глубина импульсного объема уменьшается с 300 м до 30 см. Сверхширокополосные радиолокаторы с импульсным излучением длительностью менее одной наносекунды обладают высоким пространственным разрешением порядка нескольких сантиметров при измерении дальности. При обнаружении объектов на значительном удалении от радиолокатора достигается необходимое соотношение сигнал/помеха на входе приемника за счет гигантской пиковой мощности для одиночных сверхкоротких импульсов [27, 28].

В радиолокаторах с непрерывным во времени излучением сверхширокополосных зондирующих сигналов, например, шумовых, можно получить такое же соотношение сигнал/помеха на входе приемника при уменьшении во много раз средней мощности непрерывных излучений. Сжатие шумовых сигналов в радиолокационном приемнике производится во временной области за счет корреляционной свертки или в частотной области в процессе двойной спектральной обработки [29].

Шумовые СШП радиолокаторы непрерывно излучают в окружающее пространство широкополосные электромагнитные сигналы с низкой спектральной плотностью мощности. Наряду с высокой информативностью и разрешающей способностью измерений шумовые радары характеризуются скрытностью, низкой вероятностью перехвата собственных излучений и электромагнитной совместимостью с другими работающими средствами, включая узкополосные системы [30].

Использование широкополосных шумовых сигналов в современной радиолокации позволяет значительно повысить информативность, точность и разрешающую способность измерений [31]. При увеличении полосы частот зондирующих сигналов выше 3 ГГц достигается пространственное разрешение менее 5 сантиметров для отдельных отражателей. С таким высоким разрешением осуществляется распознавание сложных целей и построение информативных радиоизображений (режим радиовидения) в шумовых радиолокаторах микроволнового и миллиметрового диапазонах волн с оптимальной обработкой сверхширокополосных сигналов.

В приемнике РЛС производится когерентное сжатие шумовых сигналов во времени при корреляционной обработке или по частоте при двойной спектральной обработке. В результате когерентного сжатия и длительного накопления энергии зондирующих шумовых сигналов достигается высокая порядка 60 дБ и выше помехоустойчивость РЛС при воздействии активных и пассивных помех.

Блок-схема макета приёмо-передающего блока шумового радиолокатора (ШРЛ) представлена на рис. 7. За основу конструкции генератора шума была взята волноводная конструкция однодиодного генератора гармонических колебаний на лавино-пролетном диоде (ГЛПД) с внутриволноводным открытым резонатором. В основу построения экспериментальных макетов диодных ГШ были положены принципы стохастизации колебаний в электронно-волновых системах с задержкой миллиметрового диапазона волн [32]. Явление стохастизации колебаний является фундаментальным свойством нелинейной автоколебательной динамической системы, а состояние генерации стохастических (шумовых) колебаний таким же естественным, как и генерация регулярных колебаний. Колебательная система ГШЛПД не имеет линий внешней обратной связи, изменением коэффициента передачи которой можно изменять степень нелинейности в системе. Она представляет собой сложный многомодовый резонатор, и поэтому невозможно выделить один

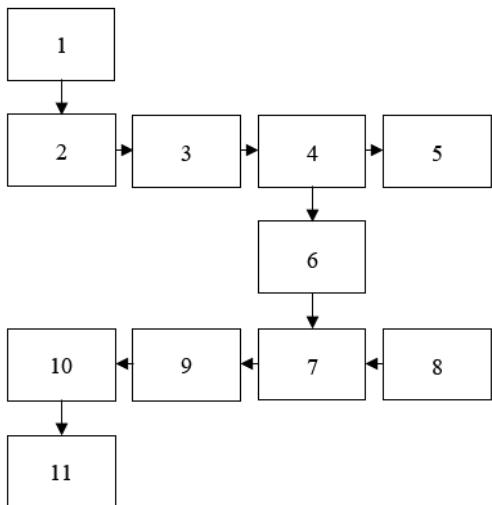


Рис. 7. Блок-схема приёмо-передающего блока ШРЛ. 1 — источник питания, 2 — генератор шума 8 мм диапазона волн, 3 — вентиль-развязка, 4 — направленный ответвитель опорного сигнала, 5 — излучающая антенна, 6 — аттенюатор, 7 — сумматор принятого и опорного сигналов, 8 — приемная антенна, 9 — анализатор спектра, 10 — АЦП, 11 — ЭВМ

Fig. 7. Block diagram of the receiving and transmitting unit of the noise radar. 1 — power supply, 2 — 8 mm wave range noise generator, 3 — isolation valve, 4 — directional reference signal coupler, 5 — radiating antenna, 6 — attenuator, 7 — summer of the received and reference signals, 8 — receiving antenna, 9 — spectrum analyzer, 10 — ADC, 11 — computer

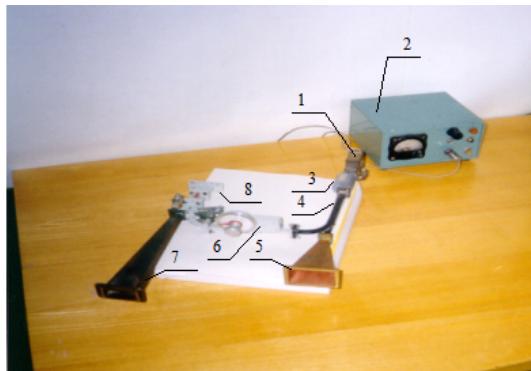


Рис. 8. Макет приёмо-передающего блока ШРЛ. 1 — ЛПД-генератор шума (ГШ) 8 мм диапазона волн, 2 — источник питания, 3 — ферритовый вентиль-развязка, 4 — направленный ответвитель опорного сигнала, 5 — излучающий рупор, 6 — аттенюатор, 7 — приемный рупор, 8 — сумматор принятого и опорного сигналов

Fig. 8. Model of the receiving and transmitting unit of the noise radar. 1 — IMPATT-diode noise generator (NG) of the 8 mm wave range, 2 — power supply, 3 — ferrite isolator-decoupling, 4 — directional coupler of the reference signal, 5 — radiating horn, 6 — attenuator, 7 — receiving horn, 8 — summer of the received and reference signals

управляющим параметром, изменением которого можно было бы менять режимы работы генератора, не изменяя нелинейную характеристику его активного элемента или свойства колебательной системы [33].

В данной конструкции регулировкой тока через диод и настроенных элементов можно получить в ГЛПД режимы стохастической генерации с полосой частот от 400 МГц до 1000 МГц и выходной мощностью от 50 мВт до 30 мВт соответственно в 8 мм диапазоне длин волн [34].

Измерительная часть шумового радиолокатора обеспечивает двойную спектральную обработку суммарного сигнала для определения дальности до объекта и содержит в своём составе два анализатора спектра (АС) [35]. Первый — высокочастотный, с помощью которого производится анализ спектра суммарного сигнала (отраженный от объекта сигнал + опорный сигнал) на несущей частоте в миллиметровом диапазоне длин волн. Второе спектральное преобразование осуществляется с помощью стандартного АЦП, подключенного к персональному компьютеру.

Аппаратная часть шумового радиолокатора представлена на рис. 8.

Ширину спектра ГШ можно регулировать с помощью рабочего тока через диод. Так, например, при токе диода $I = 93$ мА ширина спектра составляет 700 МГц, а при токе $I = 100$ мА ширина спектра ГШ равна 800 МГц. При этом выходная мощность составляет соответственно 3.6 мВт и 4.4 мВт.

На выходе шумового генератора часть излучаемого сигнала ответвляется в опорный канал приемника. Уровень опорного сигнала может плавно регулироваться с помощью управляемого аттенюатора. Опорный сигнал поступает на вход линейного сумматора в схеме приемника радара. На другой вход линейного сумматора поступает аддитивная смесь сигналов от приемной антенны.

Двойная спектральная обработка радиолокационных сигналов производится в частотной области в отличие от корреляционной свертки сигналов, которая осуществляется во временной области. Альтернативные методы

радиолокации с корреляционной и двойной спектральной обработкой сигналов обладают принципиальными отличиями в схемах построения приемников, однако приводят к близким результатам при осуществлении радиолокационных измерений.

Радиолокационный приемник с двойным спектральным анализом осуществляет измерение функции взаимной корреляции для отраженного и излучаемого сигналов. Такой приемник можно рассматривать в качестве оптимального приемника корреляционного типа в первом приближении при большом времени усреднения, когда мала дисперсия случайной оценки для измеряемой функции взаимной корреляции [36].

При сложении полностью некогерентных отраженного от объекта и опорного сигналов наблюдается периодическая интерференционная картина в спектральной области измерений. Спектр суммарного сигнала модулирован функцией с периодом обратно пропорциональным относительной задержке сигналов. Измерение периода спектральной модуляции производится при помощи Фурье-преобразования спектральной плотности суммарного сигнала. Вторичный спектр суммарного сигнала содержит полезный спектральный пик на средней частоте и низкочастотные компоненты вблизи нулевой частоты. Полезный спектральный пик соответствует взаимно корреляционной функции для задержанного и опорного радиолокационных сигналов. Средняя частота информационного пика определяется относительной задержкой сигналов, а величина пика зависит от ослабления сигналов в каналах распространения. Измерив частоту и уровень спектрального информационного пика, можно однозначно определить дальность до объекта и коэффициент передачи в канале распространения.

Разрешающая способность и точность радиолокационных измерений методом двойного спектрального анализа определяются полосой частот зондирующего сигнала. Точность измерения дальности повышается при улучшении разрешающей способности первого анализатора спектра и за счет введения известной задержки в опорном канале радиолокатора [37].

Сверхшироколосные зондирующие сигналы способны проникать сквозь растительные и земные покровы, а также искусственные препятствия в виде стен зданий, бетонных и иных сооружений. Сверхшироколосные шумовые радиолокаторы позволяют обнаруживать с высоким разрешением скрытые среди высокой лесной растительности объекты военной техники, а также позволяют производить дистанционное обнаружение, идентификацию противопехотных мин и минных полей по обратному отражению и рассеянию электромагнитных волн [38]. При зондировании шумовыми сигналами с последующей когерентной обработкой и накоплением энергии полезных отражений удается обнаруживать на большом удалении малозаметные объекты с радиопоглощающими покрытиями за счет увеличения их эффективной поверхности рассеяния по мере расширения полосы частот.

Для шумовой радиолокации актуальной задачей является разработка источников сверхшироколосных шумовых сигналов с достаточной мощностью излучения и развитие методов оптимальной обработки таких сигналов. Создание твердотельных и электронно-волновых автогенераторов для формирования сверхшироколосных шумовых сигналов с заданной мощностью и управляемым спектром может производиться на основе достижений в области динамических систем с хаотическим поведением. Современные устройства когерентной свертки шумовых и шумоподобных сигналов в виде аналоговых и цифровых корреляторов, конволверов, фазовых демодуляторов с кодовым управлением успешно выполняют корреляционную обработку зондирующих сигналов в полосе частот составляющей десятки и сотни мегагерц.

Для проверки расчетных теоретических соотношений, сделанных в рамках анализа метода двойной спектральной обработки сигнала, при измерении расстояний с помощью разработанного приемо-передающего блока в лабораторных условиях были проведены тестовые измерения на расстояниях $L_1 = 3.5$ м и $L_2 = 10$ м до отражателя сигнала. Калибровка макета ШРЛ заключается в определении аппаратурных констант, зависящих от взаимного расположения излучающих

антенн отражателя, необходимых для метрологических радиолокационных измерений. Реальная разрешающая способность макета ШРЛ при определении дальности определяется достигнутыми характеристиками шумового сигнала и в данном случае составляла 15 см.

Получение необходимых характеристик РЛС по дальности обеспечивается использованием существующих приемо-передающих модулей соответствующей мощности с необходимыми входными и выходными параметрами. Значения всех основных параметров для ШРЛ можно получить из основного уравнения радиолокации:

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_{\text{tr}} G_{\text{tr}} G_{\text{rc}} S_{\text{eff}} \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{\text{rc-min}}}}, \quad (7)$$

где R_{\max} — максимальная рабочая дальность ШРЛ, P_{rc} — мощность излучения радиопередатчика, $P_{\text{rc-min}}$ — минимальная мощность сигнала на входе приемника, G_{tr} и G_{rc} — коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, S — эффективная площадь рассеяния отражателя, λ — длина волны излучаемого сигнала.

Из соотношения (7) видно, что для увеличения дальности необходимо повышать мощность передатчика, увеличивать чувствительность приемника и использовать антенны с максимальными коэффициентами усиления. Параболические антенны в ММ-диапазоне длин волн обладают значительными коэффициентами усиления $10^4 \dots 10^5$ в зависимости от размеров параболоида. Компанией *Agilent Technologies* для улучшения чувствительности измерительной аппаратуры используются эксклюзивные технологии, такие как малошумящий сигнальный тракт и специальная технология уменьшения собственных шумов (*Noise Floor Extention*), позволяющие устраниить шум, связанный с искажениями, дополнительно расширить динамический диапазон и обеспечить средний уровень собственных шумов приемника -140 дБм на частоте 50 ГГц.

Таким образом, чтобы обеспечить рабочую дальность ШРЛ порядка 500 м с эффективной площадью рассеяния объекта 1 м^2 с потенциальным разрешением по дальности порядка 10 см (полоса зондирующего шумового сигнала 1 ГГц), с использованием параболических антенн диаметром 1 м и чувствительностью смесителя на входе приемника -140 дБм, необходимо использовать передатчик с интегральной мощностью излучения порядка 200 Вт.

Пространственное разрешение шумовых радиолокаторов на основе спектральной интерферометрии с кепстральной обработкой сверхширокополосных шумовых сигналов может достигать долей сантиметров, что намного повысит информативность радиолокационных измерений и даст возможность построения детальных радиоизображений для сложных и протяженных объектов.

Заключение

В работе рассмотрены перспективные направления использования информационных технологий на основе динамического хаоса для передачи, обработки, хранения и защиты информации. Предложены конечномерные математические алгоритмы для расчета хаотических сигналов методом реконструкции нелинейной динамики в диссипативных системах с запаздыванием. Предложено и реализовано применение дискретных хаотических алгоритмов для защиты, обработки и передачи информации.

Прикладное применение информационных технологий предполагает физическую реализацию конкретного кодирующего процесса при передаче, обработке и хранении информации в телекоммуникационных системах и компьютерных сетях. Прогресс в данной области связан с увеличением быстродействия и повышением помехозащищенности информационных каналов. Это в первую очередь диктуется потребностью разработки эффективных каналов информационного обмена и управления распределенными сетями и автоматическими системами с дистанционным

управлением, где цена ошибки или частичная потеря информации может иметь катастрофические последствия, вплоть до потери всей системы.

На примере телекоммуникационного радиотерминала широкополосного цифрового канала связи с расширением спектра экспериментально исследованы информационные технологии модели цифрового канала связи с расширением спектра с использованием кодирующих хаотических сигналов. Показано, что в таком канале связи при передаче реализуется эффективное расширение спектра несущей, трансформирующе его в шумовой сигнал в широкой полосе частот. Расширение спектра при передаче информации обеспечивает энергетическую скрытность (заметность), а характер формируемой шумоподобной несущей обеспечивает эффективную структурную скрытность канала связи. Реализованный на этих принципах канал связи имеет высокую конфиденциальность, так как восстановить хаотическую расширяющую функцию и свернуть широкополосный сигнал при несанкционированном приеме практически невозможно. Свойство взаимной ортогональности хаотических кодов позволяет осуществить статистическое разделение широкополосных сигналов в канале связи при многолучевом распространении с относительной задержкой лучей, превышающей длительность одного символа хаотического кода.

Наблюдающаяся в последние годы тенденция глобального распространения разнообразных открытых телекоммуникационных систем и резкий рост числа абонентов приводят к необходимости защиты информации не только на уровне государственных органов, специальных служб или деловых кругов, но и на уровне практически каждого индивидуального пользователя. В информационных сетях данная проблема связана не столько с закрытием информации (криптография), сколько с потерями информации из-за низкой помехоустойчивости различных каналов связи. Особенно остро проблема повышения помехоустойчивости каналов связи стоит в радиорелейных линиях [39].

Использование сверхширокополосных хаотических сигналов в современной радиолокации позволяет значительно повысить информативность, точность и разрешающую способность измерений, что дает возможность построения детальных радиоизображений для сложных и протяженных объектов в микроволновом и миллиметровом диапазонах волн. Шумовые радиолокаторы с непрерывным излучением в очень широкой полосе частот характеризуются скрытностью функционирования и электромагнитной совместимостью с другими работающими средствами, включая традиционные и узкополосные системы [40].

Использование элементной базы наноэлектронной схемотехники позволит на новой аппаратной инфраструктуре развивать цифровые информационные технологии нового поколения, создавать структурно развитые нейросетевые системы и системы типа клеточных автоматов, основанные на принципах двоичной и многоуровневой логике и разработать телекоммуникационные системы нового поколения с большой информационной емкостью, использующие хаотические сигналы с большой фрактальной размерностью. Использование искусственного интеллекта при обработке сложных сигналов в телекоммуникационных системах и радарах позволит значительно повысить эффективность применения шумоподобных сигналов [41].

Список литературы

1. Мясин Е. А., Кислов В. Я., Богданов Е. В. Способ генерирования электромагнитных шумовых колебаний / А. с. № 1125735, опубл. 23.11.84 г. БЛ № 43.
2. Lorenz E. N. Deterministic nonperiodic flow // J. Atmos. Sci. 1963, Vol. 20, no. 2. P. 130–141. DOI: 10.1175/1520-0469(1963)020<0130:DNF>2.0.CO;2.
3. Ландау Л. Д. К проблеме турбулентности // Докл. АН СССР. 1944. Т. 44, № 8. С. 339–342.
4. Кислов В. Я., Залогин Н. Н., Мясин Е. А. Исследование стохастических автоколебаний в генераторе с задержкой // Радиотехника и электроника. 1979. Т. 24, № 6. С. 118–127.
5. Кислов В. Я. Теоретический анализ шумоподобных колебаний в электронно-волновой системе // Радиотехника и электроника. 1979. Т. 25, № 8. С. 1683–1692.

6. Кислов В. Я., Залогин Н. Н., Мясин Е. А. О нелинейной стохастизации автоколебаний в электронно-волновом генераторе с задержанной обратной связью // Радиотехника и электроника. 1980. Т. 25, № 10. С. 2160–2168.
7. Кальянов Э. В., Иванов В. П., Лебедев М. Н. Экспериментальное исследование транзисторного автогенератора с запаздывающей обратной связью // Радиотехника и электроника. 1982. Т. 27, № 5. С. 982–986.
8. Калинин В. И., Залогин Н. Н., Кислов В. Я. Нелинейный резонанс и стохастичность в автоколебательной системе с запаздыванием // Радиотехника и электроника. 1983. Т. 28, № 10. С. 2001–2007.
9. Калинин В. И., Залогин Н. Н., Мясин Е. А. Переход к хаосу в параметрической системе с нелинейным ферритовым резонатором и запаздыванием // Письма в ЖТФ. 1984. Т. 10, № 21. С. 1311–1314.
10. Анисимова Ю. В., Дмитриев А. С., Залогин Н. Н., Калинин В. И., Кислов В. Я., Панас А. И. Об одном механизме перехода к хаосу в системе «электронный пучок – электромагнитная волна» // Письма в ЖТФ. 1983. Т. 37, № 8. С. 387–390.
11. Дмитриев А. С., Панас А. И. Стохастические колебания в радиотехнике и электронике. М.: Наука, 1989. 278 с.
12. Дмитриев А. С., Панас А. И. Динамический хаос. Новые носители информации для систем связи. М.: Физматгиз, 2002. 252 с.
13. Гуляев Ю. В., Кислов В. Я., Кислов В. В. Новый класс сигналов для передачи информации – широкополосные хаотические сигналы // Докл. РАН. 1998. Т. 359, № 6. С. 750–754.
14. Гуляев Ю. В., Кислов В. Я., Кислов В. В., Калинин В. И., Колесов В. В., Беляев Р. В., Воронцов Г. М. Широкополосные телекоммуникационные средства с кодовым разделением каналов на основе хаотических сигналов // Радиотехника. 2002. Т. 10. С. 3–15.
15. Беляев Р. В., Воронцов Г. М., Колесов В. В. Случайные последовательности, формируемые нелинейным алгоритмом с запаздыванием // Радиотехника и электроника. 2000. Т. 45, № 8. С. 954–960.
16. Shannon C. E. A mathematical theory of communication // Bell System Techn. J. 1948. Vol. 27, no. 3. P. 379–423.
17. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
18. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М.: Радио и связь. 1998. 152 с.
19. Kolesov V. V., Belyaev R. V., Vorontsov G. M., Popov A. M., Ryabenkov V. I. The complex chaotic discrete signals in systems of radiolocation and navigation // In: Proceedings of XI Int. scientific-research conference “Radiolocation, Navigation, Communications”. 12–14 April, 2005, Voronezh, Russia. Voronezh: NPF “Sakvoee”, 2005. P. 292–307.
20. Rössler O. E. Chemical turbulence: Chaos in a simple reaction-diffusion system // Z. Naturforsch. A. 1976. Vol. 31, no. 10. P. 1168–1172. DOI: 10.1515/zna-1976-1006.
21. Chua L. O., Komuro M., Matsumoto T. The double scroll family // IEEE Transactions on Circuits & Systems. 1986. Vol. 33, no. 11. P. 1073–1118. DOI: 10.1109/TCS.1986.1085869.
22. Беляев Р. В., Воронцов Г. М., Кислов В. Я., Колесов В. В., Крупенин С. В., Попов А. М., Рябенков В. И. Сложные хаотические дискретные сигналы в системах телекоммуникации, радиолокации и навигации // Радиотехника и электроника. 2006. Т. 51, № 9. С. 1116–1128.
23. Шустер Г. Детерминированный хаос. Введение. М.: Мир, 1988. 240 с.
24. Беляев Р. В., Воронцов Г. М., Кислов В. Я., Колесов В. В., Рябенков В. И. Спектр периодов псевдослучайных последовательностей, формируемых алгоритмом с задержкой // Радиотехника и электроника. 2004. Т. 49, № 3. С. 325–332.
25. Колесов В. В. Оценка структурной сложности псевдослучайной последовательности целых чисел // В сб.: 7-я Международная конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и ее применение». 16–18 марта, 2005, Москва, Россия. С. 3–7.

26. Кальянов Э. В. Передача информации при использовании кодирования маскирующих хаотических колебаний // Радиотехника и электроника. 2002. Т. 47, № 4. С. 469–476.
27. Верба В. С., Дод В. К., Трофимов А. А., Чернышев М. И. Применение сверхкоротких импульсов в радиолокационных системах авиационных комплексов дозора // В сб.: Материалы I международной конференции «Сверхширокополосные сигналы и сверхкороткие импульсы в радиолокации, связи и акустике». 27–29 сентября, 2005, Сузdalь, Россия.
28. Скосырев В. К., Осипов М. Л. Особенности и свойства короткоимпульсной радиолокации // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. 1999. № 4. С. 21–30.
29. Чапурский В. В. Функции неопределенности СШП многочастотных сигналов // В сб.: Материалы I международной конференции «Сверхширокополосные сигналы и сверхкороткие импульсы в радиолокации, связи и акустике». 27–29 сентября, 2005, Сузdalь, Россия.
30. Быстров Р. П., Дмитриев В. Т., Потапов А. А., Соколов А. В. Проблемы радиолокационного обнаружения малоконтрастных объектов // В кн.: Вопросы перспективной радиолокации (Коллективная монография) / под ред. А. В. Соколова. М.: Радиотехника, 2003. С. 20–48.
31. Kalinin V. Wide band interferometry with spectral analysis of noise signal // In: Proc. of the PIERS Workshop on Advances in Radar Methods. 20–22 July, 1998, Baveno, Italy. P. 222–224.
32. Кислов В. Я., Мясин Е. А., Залогин Н. Н. О нелинейной стохастизации автоколебаний в электронно-волновом генераторе с задержанной обратной связью // Радиотехника и электроника. 1980. Т. 25, № 10. С. 2160–2168.
33. Кальянов Э. В., Калинин В. И., Кислов В. Я. Параметрическое возбуждение сложных и хаотических колебаний в динамической системе с резонатором в цепи запаздывающей обратной связи // Радиотехника и электроника. 2002. Т. 47, № 8. С. 984–997.
34. Мясин Е. А., Котов В. Д. Широкополосные диодные генераторы шума миллиметрового диапазона волн // Радиотехника. 2005. № 3. С. 46–50.
35. Мясин Е. А., Котов В. Д., Ильин А. Ю., Чмиль А. И. Шумовой радиолокатор с аналоговой и цифровой обработкой сигнала // Радиотехника. 2005. № 3, С. 36–40.
36. Калинин В. И., Чапурский В. В. Эффективность двойного спектрального анализа в шумовой радиолокации при действии отражений от местных предметов // Радиотехника и электроника. 2006. Т. 51, № 3. С. 303–313.
37. Kalinin V., Panas A., Kolesov V., Lyubchenko V. Ultra wideband wireless communication on the base of noise technology // In: Proceedings of 2006 International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications. 22–24 May, 2006, Krakow, Poland. P. 615–618. DOI: 10.1109/MIKON.2006.4345254.
38. Ивашина А. В. Тенденции развития средств радиотехнического мониторинга земной поверхности // Радиотехника. 2024. Т. 88, № 5. С. 122–128. DOI: 10.18127/j00338486-202405-14.
39. Mandal P., Sarkar N., Atta R., Patra A. S. Recent advancement of RB noise alleviation techniques in different communication networks and its lacunae: a review // Journal of Optical Communications. 2024. Vol. 45, no. s1. P. s2339–s2371. DOI: 10.1515/joc-2023-0248.
40. Galati G, Pavan G, Wasserzier C Signal design and processing for noise radar // EURASIP J. Adv. Signal Process. 2022. Vol. 2002. P. 52. DOI: 10.1186/s13634-022-00884-1.
41. Николенко Б. Б., Кузнецов Д. И., Подковкин В. А., Попов П. Б., Никулина А. Н. Использование методов искусственного интеллекта для распознавания радиолокационных станций по радиотехническим параметрам сигналов с фильтрацией сигналов, неучтенных в обучающей выборке радиолокационных станций // Радиотехника. 2024. Т. 88, № 5. С. 15–27. DOI: 10.18127/j00338486-202405-02.

References

1. Myasin EA, Kislov VY, Bogdanov EV. Method of generating electromagnetic noise oscillations: A.s. 1125735 USSR: B.I. 1984;(43) (in Russian).

2. Lorenz EN. Deterministic nonperiodic flow. *J. Atmos. Sci.* 1963;20(2):130–141. DOI: 10.1175/1520-0469(1963)020<0130:DNF>2.0.CO;2.
3. Landau LD. On the problem of turbulence. *Sov. Phys. Doklady.* 1944;44(8):339–342 (in Russian).
4. Kislov VYa, Zalomin NN, Myasin EA. Study of stochastic self-oscillations in a generator with delay. *Sov. J. Commun. Technol. Electron.* 1979;24(6):118–127. (in Russian).
5. Kislov VYa. Theoretical analysis of noise-like oscillations in an electron-wave system. *Sov. J. Commun. Technol. Electron.* 1979;25(8):1683–1692 (in Russian).
6. Kislov VYa, Zalomin NN, Myasin EA. On nonlinear stochastization of self-oscillations in an electron-wave oscillator with delayed feedback. *Sov. J. Commun. Technol. Electron.* 1980;25(10):2160–2168 (in Russian).
7. Kalyanov EV, Ivanov VP, Lebedev MN. Experimental study of a transistor self-oscillator with delayed feedback. *Sov. J. Commun. Technol. Electron.* 1982;27(5):982–98 (in Russian).
8. Kalinin VI, Zalomin NN, Kislov VYa. Nonlinear resonance and stochasticity in a self-oscillating system with delay. *Sov. J. Commun. Technol. Electron.* 1983;28(10):2001–2007 (in Russian).
9. Kalinin VI, Zalomin NN, Myasin EA. Transition to chaos in a parametric system with a nonlinear ferrite resonator and delay. *Tech. Phys. Lett.* 1984;10(21):1311–1314 (in Russian).
10. Anisimova YuV, Dmitriev AS, Zalomin NN, Kalinin VI, Kislov VYa, Panas AI. On one mechanism of transition to chaos in the “electron beam – electromagnetic wave”. *Tech. Phys. Lett.* 1983;37(8):387–390 (in Russian).
11. Anisimova YuV, Dmitriev AS. Stochastic Oscillations in Radio Engineering and Electronics. M.: Nauka; 1989. 278 p. (in Russian).
12. Dmitriev AS, Panas AI. Dynamic Chaos. New Information Carriers for Communication Systems. M.: Fizmatgiz; 2002. 252 p. (in Russian).
13. Gulyaev YuV, Kislov VYa, Kislov VV. New class of signals for information transmission – broadband chaotic signals. *Doklady Physics.* 1998;359(6):750–754. (in Russian).
14. Gulyaev YuV, Kislov VYa, Kislov VV, Kalinin VI, Kolesov VV, Belyaev RV, Vorontsov GM. Broadband telecommunication facilities with code division multiplexing based on chaotic signals. *Radio Engineering.* 2002;10:3–15. (in Russian).
15. Belyaev RV, Vorontsov GM, Kolesov VV. Random sequences generated by a nonlinear algorithm with delay. *J. Commun. Technol. Electron.* 2000;45(8):954–960. (in Russian).
16. Shannon CE. A mathematical theory of communication. *Bell System Techn. J.* 1948;27(3):379–423.
17. Varakin LE. Communication Systems with Noise-Like Signals. M.: Radio i svyaz; 1985. 384 p. (in Russian).
18. Kotelnikov VA. Theory of Potential Noise Immunity. M.: Radio i svyaz; 1998. 152 p. (in Russian).
19. Kolesov VV, Belyaev RV, Vorontsov GM, Popov AM, Ryabenkov VI. The complex chaotic discrete signals in systems of radiolocation and navigation. In: Proceedings of XI Int. scientific-research conference “Radiolocation, Navigation, Communications”. 12–14 April, 2005, Voronezh, Russia. Voronezh: NPF "Sakvoee 2005. P. 292–307.
20. Rössler O. E. Chemical turbulence: Chaos in a simple reaction-diffusion system. *Z. Naturforsch. A.* 1976;31(10):1168–1172. DOI: 10.1515/zna-1976-1006.
21. Chua LO, Komuro M, Matsumoto T. The double scroll family. *IEEE Transactions on Circuits & Systems.* 1986;33(11):1073–1118. DOI: 10.1109/TCS.1986.1085869.
22. Belyaev RV, Vorontsov GM, Kislov VYa, Kolesov VV, Krupenin SV, Popov AM, Ryabenkov VI. Complex chaotic discrete signals in telecommunications, radar, and navigation systems. *J. Commun. Technol. Electron.* 2006;51:1052–1063. DOI: 10.1134/S1064226906090063.
23. Schuster HG. Deterministic Chaos: An Introduction. Weinheim: VCH; 1988. 270 p.
24. Belyaev RV, Vorontsov GM, Kislov VYa, Kolesov VV, Popov AM, Ryabenkov VI. The spectrum

- of periods of pseudorandom sequences formed by an algorithm with retardation. *J. Commun. Technol. Electron.* 2004;49(3):299–306.
25. Kolesov VV. Estimation of structural complexity of a pseudo-random sequence of integers. In: 7th International Conference and Exhibition “Digital Signal Processing and Its Applications”. 16–18 March, 2005, Moscow, Russia. P. 3–7 (in Russian).
 26. Kalyanov EV. Information transmission using coding of masking chaotic oscillations. *J. Commun. Technol. Electron.* 2002;47(4):469–476. (in Russian).
 27. Verba VS, Dod VK, Trofimov AA, Chernyshev MI. Application of ultrashort pulses in radar systems of aviation patrol complexes. In: Proceedings of the 1st international conference “Ultra-Wideband Signals and Ultrashort Pulses in Radar, Communications and Acoustics”. 27–29 September, 2005, Suzdal, Russia. (in Russian).
 28. Skosyrev VK, Osipov ML. Features and properties of short-pulse radar. *Herald of the Bauman Moscow State Technical University.* 1999;(4):21–30. (in Russian).
 29. Chapurskiy VV. Uncertainty functions of UWB multifrequency signals. In: Proceedings of the 1st international conference “Ultra-Wideband Signals and Ultrashort Pulses in Radar, Communications and Acoustics”. 27–29 September, 2005, Suzdal, Russia. P. 21–25 (in Russian).
 30. Bystrov RP, Dmitriev VT, Potapov AA, Sokolov AV. Problems of radar detection of low-contrast objects. In: Sokolov AV, editor. *Issues of Promising Radar.* Moscow: Radiotekhnika; 2003. P. 20–48 (in Russian).
 31. Kalinin V. Wide band interferometry with spectral analysis of noise signal // In: Proc. of the PIERS Workshop on Advances in Radar Methods. 20–22 July, 1998, Baveno, Italy. P. 222–224.
 32. Kislov VYa, Myasin EA, Zalomin NN. On nonlinear stochastization of self-oscillations in an electron-wave generator with delayed feedback. *J. Commun. Technol. Electron.* 1980;25(10):2160–2168.
 33. Kalyanov EV, Kalinin VI, Kislov VYa. Parametric excitation of complex and chaotic oscillations in a dynamical system with a resonator in a chain of delayed feedback. *J. Commun. Technol. Electron.* 2002;47(8):984–997.
 34. Myasin EA, Kotov VD. Broadband diode noise generators of the millimeter wave range. *Radio Engineering.* 2005;(3):46–50. (in Russian).
 35. Myasin EA, Kotov VD, Ilyin AYu, Chmil AI. Noise radar with analog and digital signal processing. *Radio Engineering.* 2005;(3):36–40. (in Russian).
 36. Kalinin VI, Chapursky VV. Efficiency of two-stage spectral analysis for noise radar in the presence of clutter. *J. Commun. Technol. Electron.* 2006;51:286–296. DOI: 10.1134/S1064226906090063.
 37. Kalinin V, Panas A, Kolesov V, Lyubchenko V. Ultra wideband wireless communication on the base of noise technology. In: Proceedings of 2006 International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications. 22–24 May, 2006, Krakow, Poland. P. 615–618. DOI: 10.1109/MIKON.2006.4345254.
 38. Ivashina AV. Trends in the development of radio engineering monitoring of the Earth's surface. *Radiotekhnika.* 2024;88(5):122–128 (in Russian). DOI: 10.18127/j00338486-202405-14.
 39. Mandal P, Sarkar N, Atta R, Patra AS. Recent advancement of RB noise alleviation techniques in different communication networks and its lacunae: a review. *Journal of Optical Communications.* 2024;45(s1):s2339–s2371. DOI: 10.1515/joc-2023-0248.
 40. Galati G, Pavan G, Wasserzier C. Signal design and processing for noise radar. *EURASIP J. Adv. Signal Process.* 2022;2002:52. DOI: 10.1186/s13634-022-00884-1.
 41. Nikolenko BB, Kuznetsov DI, Podkovkin VA, Popov PB, Nikulina AN. Using artificial intelligence methods to recognize radar stations based on the radiotechnical parameters of signals with filtering signals from radar stations not taken into account in the training set. *Radiotekhnika.* 2024;88(5):15–27 (in Russian). DOI: 10.18127/j00338486-202405-02.



Гуляев Юрий Васильевич — родился в посёлке Томилино Московской области (1935). Окончил Московский физико-технический институт (МФТИ, 1958). Академик РАН, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой полупроводниковой электроники факультета физической и квантовой электроники МФТИ, научный руководитель Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН. Область научных интересов: акустоэлектроника, акустооптика, физика полупроводников, физика твёрдого тела, радиофизика, электроника, информатика, медицинская электроника, спиноволновая электроника, теория динамических систем и хаос. Имеет более 1300 научных публикаций.

Россия, 125009 Москва, ул. Моховая, 11/7

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН

E-mail: gulyaev@cplire.ru

ORCID: 0000-0003-4401-9275

AuthorID (eLibrary.Ru): 155541



Калинин Валерий Иванович — родился в 1950 году. Окончил радиофизический факультет Горьковского государственного университета (1972). Кандидат физико-математических наук. Заведующий лабораторией Фрязинского филиала Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН. Область научных интересов: статистическая радиофизика, широкополосная радиолокация и связь, теория динамических систем и хаос, нелинейные колебания и волны. Имеет более 150 научных публикаций.

Россия, 141190 Московская область, Фрязино, площадь им. Введенского, 1

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники

им. В. А. Котельникова РАН

E-mail: val.kalinin@mail.ru

AuthorID (eLibrary.Ru): 16831



Колесов Владимир Владимирович — родился в Москве (1951). Окончил физический факультет МГУ им. М. В. Ломоносова (1974). Кандидат физико-математических наук. Заведующий лабораторией физических свойств нанокомпозитных материалов для информационных технологий Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН. Область научных интересов: радиофизика, акустоэлектроника, наноэлектроника, широкополосные информационные технологии на основе сложных сигналов, биосенсорика, метаматериалы. Имеет более 200 научных публикаций.

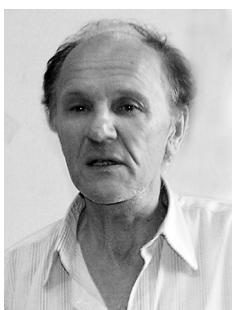
Россия, 125009 Москва, ул. Моховая, 11/7

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН

E-mail: kvv@cplire.ru

ORCID: 0000-0001-6427-6362

AuthorID (eLibrary.Ru): 33073



Мясин Евгений Анатольевич — родился в Новосибирске (1938). Окончил Московский инженерно-физический институт (МИФИ, 1961). Кандидат технических наук. Заведующий лабораторией генерации и усиления электромагнитных волн миллиметрового диапазона Фрязинского филиала Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН. Область научных интересов: радиофизика, твердотельная СВЧ-электроника, миллиметровые и субмиллиметровые генераторы дифракционного излучения, нелинейные динамические системы. Имеет более 140 научных публикаций.

Россия, 141190 Московская область, Фрязино, площадь им. Введенского, 1

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники

им. В. А. Котельникова РАН

E-mail: eam168@ms.ire.rssi.ru

AuthorID (eLibrary.Ru): 18082



Известия высших учебных заведений. Прикладная нелинейная динамика. 2025. Т. 33, № 5
Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5)

Научная статья
УДК 621.396

DOI: 10.18500/0869-6632-003181
EDN: XXXMOZ

Пространственно-временное когерентное сложение сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов. Эксперимент

Л. В. Кузьмин[✉], А. А. Кривенко, П. А. Владыка, Е. В. Ефремова

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия
E-mail: lvk@cplire.ru, krivenko.aa@phystech.edu, pavvladyka@yandex.ru, efremova@cplire.ru,

Поступила в редакцию 28.03.2025, принята к публикации 17.04.2025,
опубликована онлайн 19.06.2025, опубликована 30.09.2025

Аннотация. Целью настоящей работы является экспериментальное подтверждение физической реализуемости когерентного сложения хаотических сигналов (сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов) в пространстве и времени. Идея когерентного сложения по-разному используется в современной физике, и на сегодняшний день нет примеров явной демонстрации когерентного сложения СШП хаотических сигналов. Сложности, связанные с практической реализацием такого сложения, как минимум две: во-первых, до настоящего времени было непонятно, как получать сигналы одинаковой формы (необходимое условие когерентного сложения); во-вторых, как реализовать собственно технику суммирования. **Методы.** В работе использовались методы натурного макетирования процессов излучения сверхширокополосных хаотических сигналов, их приема и численной обработки после оцифровки осциллографом. Результаты получены на базе макета, который включает четыре идентичных излучателя и одно приёмное устройство. **Результаты.** Экспериментально явно показана закономерность линейного увеличения среднеквадратичной амплитуды сигнала в точке приема при когерентном и линейного увеличения мощности суммарного сигнала при некогерентном сложении сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов с ростом числа излучателей. **Заключение.** Экспериментальная демонстрация явления когерентного сложения сверхширокополосных хаотических сигналов является основой для дальнейшего развития и применения этого явления в беспроводных многоантенных сверхширокополосных системах.

Ключевые слова: сверхширокополосные сигналы, хаотические сигналы, когерентный прием хаотических сигналов, когерентное излучение хаотических сигналов, генерация хаотических колебаний.

Благодарности. Исследование выполнено при финансовой поддержке государственного задания ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, шифр FFWZ-2025-0015.

Для цитирования: Кузьмин Л. В., Кривенко А. А., Владыка П. А., Ефремова Е. В. Пространственно-временное когерентное сложение сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов. Эксперимент // Известия вузов. ПНД. 2025. Т. 33, № 5. С. 657–673. DOI: 10.18500/0869-6632-003181. EDN: XXXMOZ

Статья опубликована на условиях Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Spatiotemporal coherent summation of Ultra-Wideband chaotic radio pulses. Experiment

L. V. Kuzmin[✉], A. A. Krivenko, P. A. Vladyska, E. V. Efremova

Kotelnikov Institute of Radioelectronics of the RAS, Moscow, Russia
E-mail: lvk@cplire.ru, krivenko.aa@phystech.edu, pavvladyka@yandex.ru, efremova@cplire.ru,
Received 28.03.2025, accepted 17.04.2025, available online 19.06.2025, published 30.09.2025

Abstract. The aim of this work is to experimentally confirm the physical possibility of coherent summation of chaotic signals (ultra-wideband chaotic radio pulses) in space and time. Coherent summation is used in modern physics in various ways, but to date there are no examples of explicit demonstration of coherent summation of ultra-wideband chaotic signals. The practical feasibility of such summation faces at least two difficulties: firstly, it has been unclear how to obtain signals of the same shape (a necessary condition for coherent summation), and secondly, how to implement the summation method itself. **Methods.** The approach of full-scale modeling of the processes of emission of ultra-wideband chaotic signals, their reception and digital processing after digitization by an oscilloscope is used. The results are obtained on the basis of an experimental setup including four identical emitters and one receiver. **Results.** A linear increase in the root-mean-square amplitude of the signal at the reception point with coherent and a linear increase in the power of the total signal with incoherent summation of ultra-wideband chaotic radio pulses with an increase in the number of emitters has been experimentally demonstrated. **Conclusion.** The experimental demonstration of the phenomenon of coherent summation of ultra-wideband chaotic signals is the basis for further development and application of this phenomenon in wireless multi-antenna ultra-wideband systems.

Keywords: ultra-wideband signals, chaotic signals, coherent reception of chaotic signals, coherent emission of chaotic signals, generation of chaotic oscillations.

Acknowledgements. This work was supported by the State Assignment of the Kotelnikov Institute of Radioelectronics and Electronics of RAS, project no. FFWZ-2025-0015.

For citation: Kuzmin LV, Krivenko AA, Vladyska PA, Efremova EV. Spatiotemporal coherent summation of Ultra-Wideband chaotic radio pulses. Experiment. Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5):657–673. DOI: 10.18500/0869-6632-003181

This is an open access article distributed under the terms of Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Введение

Когерентная во времени и пространстве обработка радиосигналов является одной из центральных идей современной радиофизики и беспроводных технологий. Имеется несколько причин, по которым когерентное сложение сигналов в пространстве представляет научный и практический интерес.

Первая связана с ограниченностью пропускной способности канала типа «точка–точка», которая, как известно, пропорциональна полосе W частот сигнала и двоичному логарифму от отношения сигнал–шум S/N . Для увеличения предельной пропускной способности канала, например, в десять раз необходимо увеличить отношение сигнал/шум в 1000 раз, что для радиотехники является довольно значительной величиной и практически убивает возможность какого-либо реального использования такого подхода «в лоб».

Увеличение ширины полосы на практике также не всегда возможно, так как имеются ограничения на полосу беспроводного канала со стороны органов госрегулирования. Яркий пример этого — сверхширокополосные (СШП) системы [1, 2], на которые накладываются очень серьезные (по сравнению с узкополосными решениями) ограничения на излучаемую мощность [3, 4].

Мощность СШП сигналов не должна превышать долей милливатт согласно зарубежным законодательным ограничениям (правила разнятся в зависимости от страны) и единиц микроватт согласно российским нормам. Это очень малые величины: для сравнения, типичная мощность сигналов в узкополосных системах (Wi-Fi, Bluetooth и им подобных, применяемых в ISM – Industrial Scientific Medicine диапазоне) составляет единицы и десятки милливатт.

Для достижения как можно более высоких скоростей передачи разработчикам беспроводных систем приходится либо использовать более сложные методы модуляции/кодирования радиосигналов, которые повышают спектральную эффективность (число бит, передаваемых на Герц полосы), либо разрабатывать не менее сложные схемы пространственно-временного кодирования, в которых разделение пользователей достигается за счет формирования заданной пространственно-временной диаграммы направленности, на основе когерентного сложения радиосигналов в местах расположения пользователей (MIMO – Multiple Input-Multiple Output системы). Тем самым достигается многократное использование одного и того же частотного диапазона за счет базового для физики явления интерференции и увеличение пропускной способности. Платой за это является усложнение схемы передачи информации: на предающей стороне необходимо использовать множество антенн для формирования заданной направленности излучения радиосигнала. Задача передатчика заключается в создании в точках расположения приемных антенн интерференционных максимумов полезного сигнала. Формально предельная пропускная способность канала в этом случае увеличивается в число раз, пропорциональное числу пар передающих и приемных антенн.

Существенным в этом случае является использование узкополосных (гармонических) сигналов, которые, как известно, в любых комбинациях (сложение, умножение) дают опять же гармонический сигнал. Теория генерации и приема таких сигналов развивается уже несколько десятилетий, а уровень развития современной радиоэлектронной базы дает возможность разработчикам полностью отойти от физики процесса и сосредоточиться исключительно на математических аспектах преобразования гармонических сигналов, пользуясь хорошо развитым аппаратом линейной алгебры и теории гармонических функций.

Наработки в области применения узкополосных сигналов для реализации пространственно-временного кодирования и организации независимой передачи данных между пользователями в беспроводном канале показали большую перспективность применения явления когерентного сложения радиосигналов, но гармонические сигналы не единственный тип носителя, который можно для этого использовать. В этом контексте имеет смысл обратить внимание на широкополосные или сверхширокополосные хаотические сигналы [5–11] и хаотические последовательности [12–14] с той точки зрения, что последние имеют потенциально очень хорошие характеристики в условиях интерференции: чем шире полоса, тем уже функция пространственной когерентности сигналов, следовательно, тем более высокую плотность пространственного размещения приемников можно получить при использовании таких сигналов. При этом, как минимум теоретически, в точках, куда сигналы приходят одновременно, будет наблюдаться сложение по амплитуде, то есть амплитуда суммарного сигнала будет пропорциональна числу излучателей, а в точке, куда сигналы приходят вразнобой, сложение будет осуществляться по мощности, то есть мощность сигнала в точке приема будет пропорциональна числу излучателей.

Достичь полной ортогональности сигналов, естественно, не удастся [15, 16], но за счет отказа от полной ортогональности излучающую систему можно упростить.

Данная работа посвящена экспериментальному изучению возможности когерентного сложения СШП хаотических сигналов. В основу положен способ формирования хаотических радиоимпульсов с одинаковой формой, описанный в [17, 18]. Однаковость формы сигналов при когерентном сложении это, естественно, необходимое условие для его реализации.

Задача в целом распадается на несколько этапов: разработка способов генерации хаотических сигналов одинаковой формы, способов согласования моментов их излучения для достижения одновременности прихода импульсов от разных излучателей в заданную точку пространства, разработка излучающих систем, которые могут быть воспроизведены с высокой степенью точности, способ сравнения между собой сигналов от различного числа излучателей в точке приема.

Цель и новизна данной работы заключается в экспериментальной демонстрации практической возможности когерентного суммирования в заданной точке пространства СШП хаотических радиоимпульсов одной и той же формы, генерируемых разными генераторами; доказательстве того, что после прохождения канала форма сигналов сохраняется; исследовании процессов формообразования сигналов сложной формы и сохранения этой формы при передаче от излучателя к приемнику. В работе экспериментально исследуются эти процессы и показывается, что процесс когерентного суммирования СШП хаотических радиоимпульсов действительно реализуем. Результаты работы послужат основой для создания беспроводной многоантенной системы, осуществляющей направленную передачу информации за счет когерентного сложения СШП сигналов.

Статья организована следующим образом. В разделе 1 описывается схема эксперимента, структура макета и его функциональные блоки. В разделе 2 описаны эксперименты по некогерентному и когерентному сложению СШП хаотических сигналов и их результаты.

1. Схема эксперимента

Для решения поставленной задачи — экспериментальной демонстрации и исследования когерентного сложения хаотических радиоимпульсов — был разработан и изготовлен экспериментальный стенд, схема которого приведена на рис. 1.

Экспериментальный стенд состоит из четырех излучателей СШП хаотических радиоимпульсов (генераторов хаотических колебаний, которые подключены к излучающим антеннам). Генераторы управляются модуляторами, на которые подается модулирующий видеосигнал, формируемый при помощи программно-аппаратной системы управления. Фотография излучателя (антенны с генератором) и кросс-платы, осуществляющей управление генераторами, приведена на рис. 1, а. Передача управляющего сигнала от кросс-платы к излучателям осуществлялась при помощи кабелей. Эксперименты по некогерентному и когерентному сложению в пространстве, согласно схеме на рис. 1, а, проводились в офисном помещении размером $6.6 \times 6 \times 4$ м. Антенны размещались по периметру квадрата с длиной стороны около 3.5 м на одинаковом расстоянии от приемной антенны, расположенной в центре квадрата. Расстояние между передающей и приемной антенной составляло 1.75 м.

Эксперимент проводился исходя из следующих положений:

- используются несколько независимых излучателей СШП импульсов;
- применяются генераторы СШП хаотических радиоимпульсов, которые могут генерировать импульсы разной формы и длительности;
- моменты времени начала излучения хаотических радиоимпульсов выбираются так, чтобы в точку приема импульсные сигналы от разных излучателей приходили одновременно;
- отсутствует принципиальное ограничение на выбор точки приема.

В ходе реализации данной схемы измерений были разработаны методы, программные и аппаратные решения, которые позволяют экспериментально реализовать когерентное сложение СШП хаотических радиоимпульсов в заданной точке пространства на базе независимых хаотических генераторов. Ниже описывается реализация данного подхода.

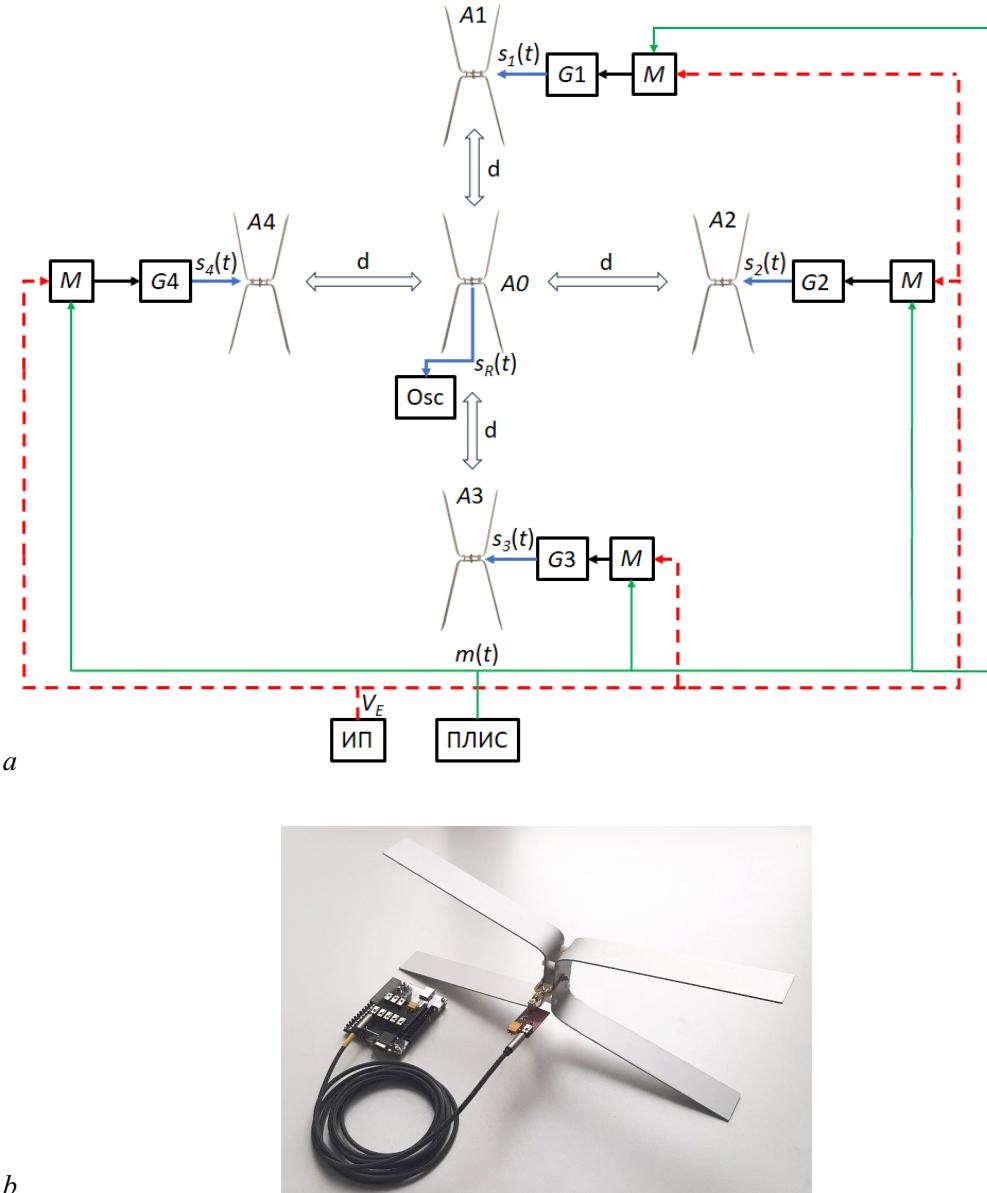


Рис. 1. а – Схема экспериментального стенда по пространственно-временному сложению импульсов: $s_1(t), \dots, s_4(t)$ – сигналы от генераторов хаоса G_1, \dots, G_4 соответственно; ПЛИС – макетная плата генератора периодической последовательности видеоимпульсов $m(t)$ на базе макетной платы DE10-Lite; ИП – источник питания, V_E – значение напряжения питания; M – ключ, модулирующий питание генераторов; A_1, \dots, A_4 – излучающие антенны, соединенные с генераторами; A_0 – приемная антenna; d – значения расстояний между приёмной и передающей антеннами (1.75 м). Красная пунктирная линия – питание генераторов, зеленая сплошная – модулирующий сигнал. OSC – цифровой запоминающий осциллограф. б – Фотография излучателя, состоящего из антенны, генератора СШП хаотических радиоимпульсов и кросс-платы, осуществляющей управление излучателями (цвет онлайн)

Fig. 1. а – Schematic diagram of the experimental setup for spatio-temporal pulse summation: $s_1(t), \dots, s_4(t)$ – signals of chaotic oscillators G_1, \dots, G_4 , respectively; ПЛИС (FPGA) – source of the periodic sequence of video pulses $m(t)$ based on the DE10-Lite FPGA breadboard; ИП (PS) – power supply, V_E – supply voltage value; M – switch modulating the power supply; A_1, \dots, A_4 – emitting antennas connected to the chaotic oscillators; A_0 – receiving antenna; d – values of the distances between the receiving and transmitting antennas (1.75 m). Red dotted line – the generator power supply, green solid line – the modulating signal. OSC – digital storage oscilloscope. б – Photograph of an emitter consisting of an antenna, a generator of UWB chaotic radio pulses and a cross-board that controls the emitters (color online)

1.1. Генераторы сигналов. В настоящей работе использовались твердотельные однотранзисторные генераторы на сосредоточенных элементах [19, 20], обеспечивающие генерацию хаотических колебаний мощностью 1.5 мВт в диапазоне частот 150...500 МГц. Принцип работы генераторов и принцип формирования одинаковых хаотических радиоимпульсов подробно описан в работах [17, 18]. Суть подхода заключается в том, что за счет модуляции генератора видеоимпульсами при соблюдении определенных условий обеспечивается генерация разными экземплярами генераторов импульсов с одинаковой формой. В работах [17, 18] это продемонстрировано для случая передачи сигнала по проводу.

В случае передачи сигнала по беспроводному каналу ситуация осложняется влиянием передающей и приемной антенн и самого беспроводного канала. Поэтому возможность сохранения подобия формы импульсов от разных излучателей после прохождения беспроводного канала не очевидна. Передающая антenna, являющаяся линейной колебательной системой, будучи включенной в колебательный контур генератора, становится частью динамической системы излучателя, что оказывает влияние на режим колебаний.

Решение задачи воспроизведения импульсов с одной и той же формой требует решения двух подзадач: повторение формы импульсов, генерируемых одним генератором, и повторение формы импульсов, генерируемых разными генераторами и излучаемых при помощи антенн.

Для того чтобы убедиться, что различные генераторы, используемые в эксперименте, демонстрируют одинаковые режимы работы и формируют колебания с одинаковыми характеристиками, было проведено исследование их динамических режимов.

При помощи цифрового осциллографа были построены бифуркационные диаграммы зависимости динамических режимов генераторов от напряжения питания (рис. 2). Диаграммы

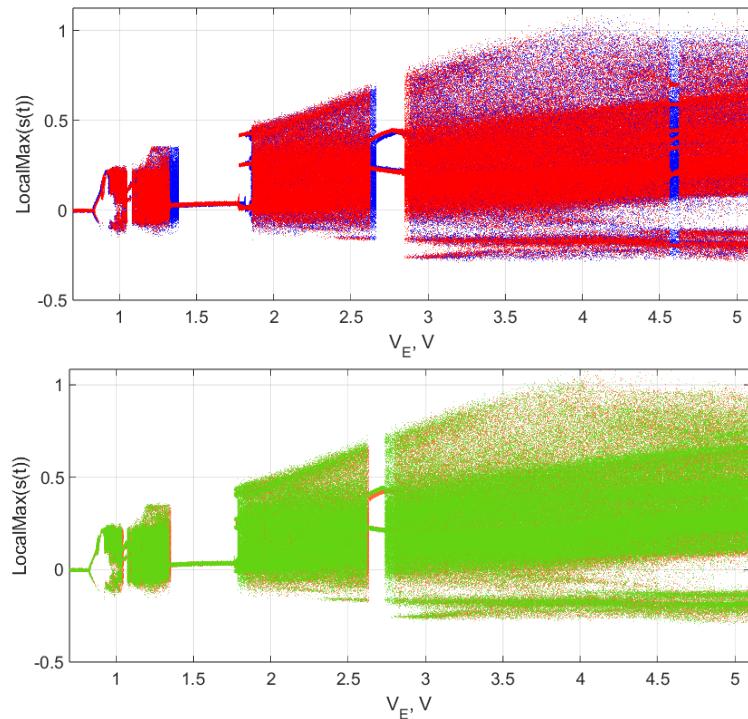


Рис. 2. Бифуркационные диаграммы режимов колебаний для первой пары генераторов (1 и 2, синий и красный), и второй (3 и 4, оранжевый и зеленый), полученные в ходе эксперимента (цвет онлайн)

Fig. 2. Bifurcation diagrams of oscillation modes for the first pair of generators (1 and 2, blue and red), and the second (3 and 4, orange and green) obtained in the experiment (color online)

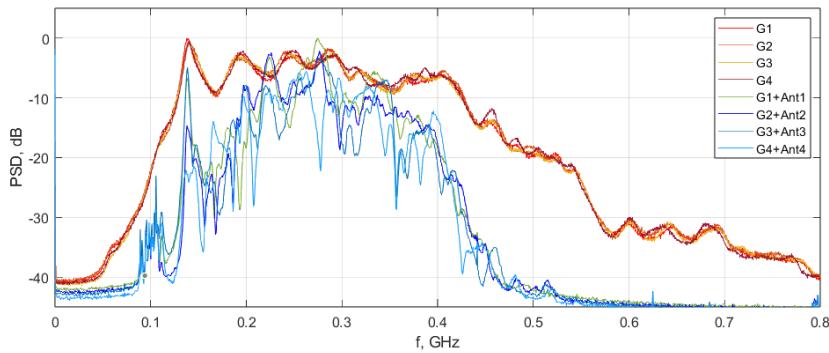


Рис. 3. Зависимость спектральной плотности мощности от частоты для сигнала на выходе генераторов ($G_1 \dots G_4$) и после прохождения излучающей и приемной антенн и беспроводного канала ($G_1 + Ant_1 \dots G_4 + Ant_4$) (цвет онлайн)

Fig. 3. Power spectral density of the signal at the chaotic oscillator outputs ($G_1 \dots G_4$) and after passing the emitting and receiving antennas and the wireless channel ($G_1 + Ant_1 \dots G_4 + Ant_4$) (color online)

строились путем последовательного увеличения напряжения питания с шагом 0.001 В, фиксацией временной реализации сигнала генератора и последующего выбора локальных максимумов из этих реализаций.

Сходство бифуркационных диаграмм свидетельствует о высокой степени воспроизводимости режимов колебаний у различных экземпляров генераторов.

Для дальнейших экспериментов был выбран режим, соответствующий напряжению питания $V_E = 5$ В, для которого генераторы демонстрируют режим хаотических колебаний. Зависимость спектральной плотности мощности от частоты для данного режима колебаний приведена на рис. 3 (линии $G_1 \dots G_4$).

1.2. Антенны. Коэффициенты стоячей волны (KCB) антенн, использованных в настоящей работе, приведены на рис. 4. Измерение KCB осуществлялось при помощи прибора Libra VNA [21], обеспечивающего измерение KCB в диапазоне от 0 до 6 ГГц.

Антенны с подсоединенными к ним генераторами образуют излучатель, который формирует либо импульсный, либо непрерывный сигнал под действием внешнего модулирующего видеосигнала. После прохождения беспроводного канала спектр мощности непрерывного хаотического сигнала на выходе приемной антенны имеет вид, приведенный на рис. 3.

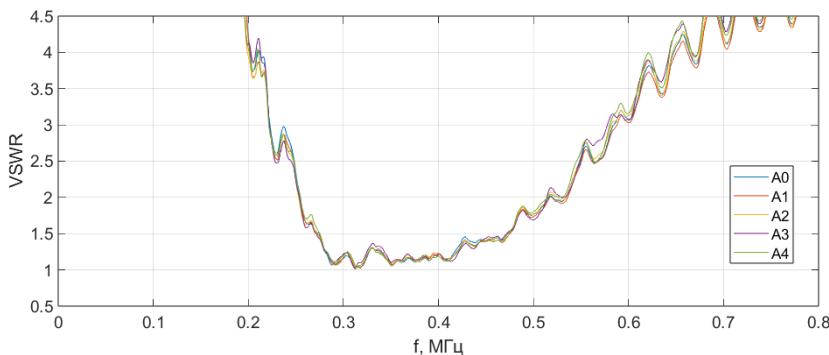


Рис. 4. Коэффициент стоячей волны антенн, используемых в эксперименте: A_0 – приемная антenna, $A_1 \dots A_4$ – антенны излучателей (цвет онлайн)

Fig. 4. Standing wave ratio of antennas used in the experiment: A_0 – receiving antenna, $A_1 \dots A_4$ – transmitter antennas (color online)

1.3. Система управления. Задача излучателей в данной работе — формировать импульсы со сложной одинаковой формой в заданные моменты времени. Для определенности можно считать, что центр полосы сигнала находится на частоте 300 МГц, что соответствует длине волны 1 м. Для уверенного когерентного сложения хаотических радиоимпульсов необходимо, чтобы сдвигка в приходе импульсов в точку приема составляла менее одной десятой длины волны, то есть 10 см. Это соответствует точности согласованного излучения импульсов 330 пс. Реализация системы управления генераторами, которая обеспечивает одновременность излучения импульсов с такой точностью, была реализована на базе макетной платы ПЛИС DE10 – Lite.

Система управления включает:

- макетную плату ПЛИС DE10 – Lite, оснащенную кросс-платой, к которой подключаются кабели для передачи модулирующих видеоимпульсов от макетной платы ПЛИС к каждому излучателю, длина кабелей 3 м;
- узел для передачи команд от ПК на макетную плату ПЛИС DE10 – Lite (преобразователь USB-UART);
- программное приложение, оснащенное графическим интерфейсом, выполняемое на ПК.

Макетная плата Terasic DE10 – Lite включает микросхему ПЛИС из семейства MAX10: 10M50DAF484C7G (Altera Corporation). Задача ПЛИС в составе стенда — формирование видеоимпульсов (модулирующих сигналов для генераторов) заранее заданной длины с возможностью выбора момента начала сигнала. Последнее необходимо для реализации синхронного прихода СШП радиоимпульсов в заданную точку пространства. Данная задача решается с помощью внутренних цепей ФАПЧ ПЛИС [22]: ФАПЧ генерирует видеоимпульсы, используя в качестве входного сигнала тактирующие импульсы от внутреннего кварцевого генератора ПЛИС. Выходы ФАПЧ соединены через I/O выходы ПЛИС с кросс-платой, к которой подсоединены кабели для передачи генераторам модулирующего сигнала и питания.

Для визуализации процесса выбора взаимных задержек между модулирующими импульсами разработано приложение с графическим интерфейсом, в задачи которого входит расчет взаимных задержек между модулирующими сигналами на основании известных координат излучателей и приёмной антенны и управление работой ПЛИС по каналу USB-UART.

При помощи управляющей системы в процессе проведения эксперимента осуществлялся ввод координат точки приёма/излучателей в графическом интерфейсе программы; проводился расчёт необходимых задержек для формирования модулирующих сигналов; рассчитанные значения задержек отправлялись на ПЛИС; ПЛИС формировал модулирующие сигналы (периодические последовательности видеоимпульсов) для излучателей с учетом индивидуальных взаимных задержек.

2. Результаты экспериментов

В ходе эксперимента проверялись следующие предположения:

- сохранение и повторение формы импульсов после прохождения беспроводного канала;
- воспроизведимость форм импульсов от разных генераторов;
- возможность когерентного сложения импульсов в заданной точке пространства.

Перед началом эксперимента было проанализировано состояние эфира в точке приема в отсутствие полезного сигнала. Это необходимо для того, чтобы оценить насколько точно могут быть воспроизведены формы импульсов с учетом наличия помех. В рабочем диапазоне частот наблюдался значительный уровень помех, связанный с работой современных систем связи, поэтому при выполнении экспериментов на приемном устройстве применялся фильтр,

разработанный согласно методике, описанной в [23], который является согласованным с частотно-колебательной системой генератора хаоса. Применение данного фильтра позволило значительно снизить уровень помеховых сигналов в рабочем диапазоне частот системы.

В ходе экспериментов анализировались две ситуации: некогерентное сложение сигналов и когерентное сложение. Как известно, при некогерентном сложении дельта-коррелированных случайных процессов аддитивно складываются их дисперсии, что в переложении на радиофизику означает линейный рост мощности сигнала в точке приема с увеличением числа излучателей-независимых источников [24]. При когерентном сложении линейно растет амплитуда суммарного сигнала. Постановка данной работы позволяет оценить обе ситуации и в сравнении выяснить, как количественно отличается некогерентное и когерентное сложение СШП хаотических сигналов. Далее описаны этапы эксперимента: некогерентное сложение как точка отсчета и когерентное сложение.

2.1. Форма хаотических радиоимпульсов. Перед началом экспериментов по передаче хаотических радиоимпульсов через беспроводной канал необходимо убедиться, что импульсы каждого генератора и импульсы различных генераторов имеют совпадающую форму. Для этого был измерен сигнал непосредственно с выходов четырех генераторов до подачи на излучающую антенну (рис. 5, a). Цель измерения заключалась в установлении идентичности формы сигналов, которые производят генераторы, и синхронизации моментов излучения импульсов генераторами, что необходимо для дальнейших измерений. Точность синхронизации была установлена в пределах 100 пс. Сравнение временных реализаций генераторов показывает, что начальные фрагменты импульсов совпадают, время когерентности составляет приблизительно 35 нс, далее колебания расходятся.

На следующем шаге измерялись характеристики сигналов после прохождения излучающей системы, канала и приемной антенны в режиме «точка–точка» (измерения проводились для каждого излучателя в отдельности). Для того чтобы убедиться, что после прохождения беспроводного канала повторяемость формы импульсов сохранилась, было проведено сопоставление их формы двумя способами: сравнивались импульсы от каждого генератора в отдельности и средние профили импульсов от разных генераторов. Результаты этого сравнения приведены на рис. 5, b, c. Фрагменты временной реализации сигналов четырех излучателей в точке приема были оцифрованы при помощи осциллографа с частотой дискретизации 20 Гсмп/с. На рис. 5, b показаны 400 реализаций импульсов от одного из излучателей. На рис. 5, c показан результат усреднения реализаций импульсов каждого из излучателей.

Из представленных данных видно, что канал и антенны неизбежно искажают первоначальную форму импульсов, но несмотря на это сохраняется повторяемость формы импульсов как у каждого излучателя в отдельности, так и у различных излучателей. Полученные данные на уровне формы сигналов убедительно доказывают, что базовое условие когерентного сложения — подобие формы сигналов — соблюдается.

2.2. Некогерентное сложение в пространстве. Распространение сигнала в пространстве и их прием в различных точках пространства — это малопредсказуемый процесс, в котором невозможно добиться полной идентичности излучателей, как следствие, они будут излучать сигнал с различной мощностью (и среднеквадратичным значением амплитуды). Более того, после прохождения через канал амплитуда каждого из сигналов меняется независимо. Поэтому для корректной оценки результата сложения хаотических сигналов по мощности необходимо измерить мощность каждого сигнала по отдельности в заданной точке приема. В ходе эксперимента поочередно включались излучатели, фиксировалась мощность сигнала от каждого излучателя в отдельности, и далее накопительным образом фиксировалась мощность сигнала от одного, двух, трех и четырех одновременно работающих излучателей.

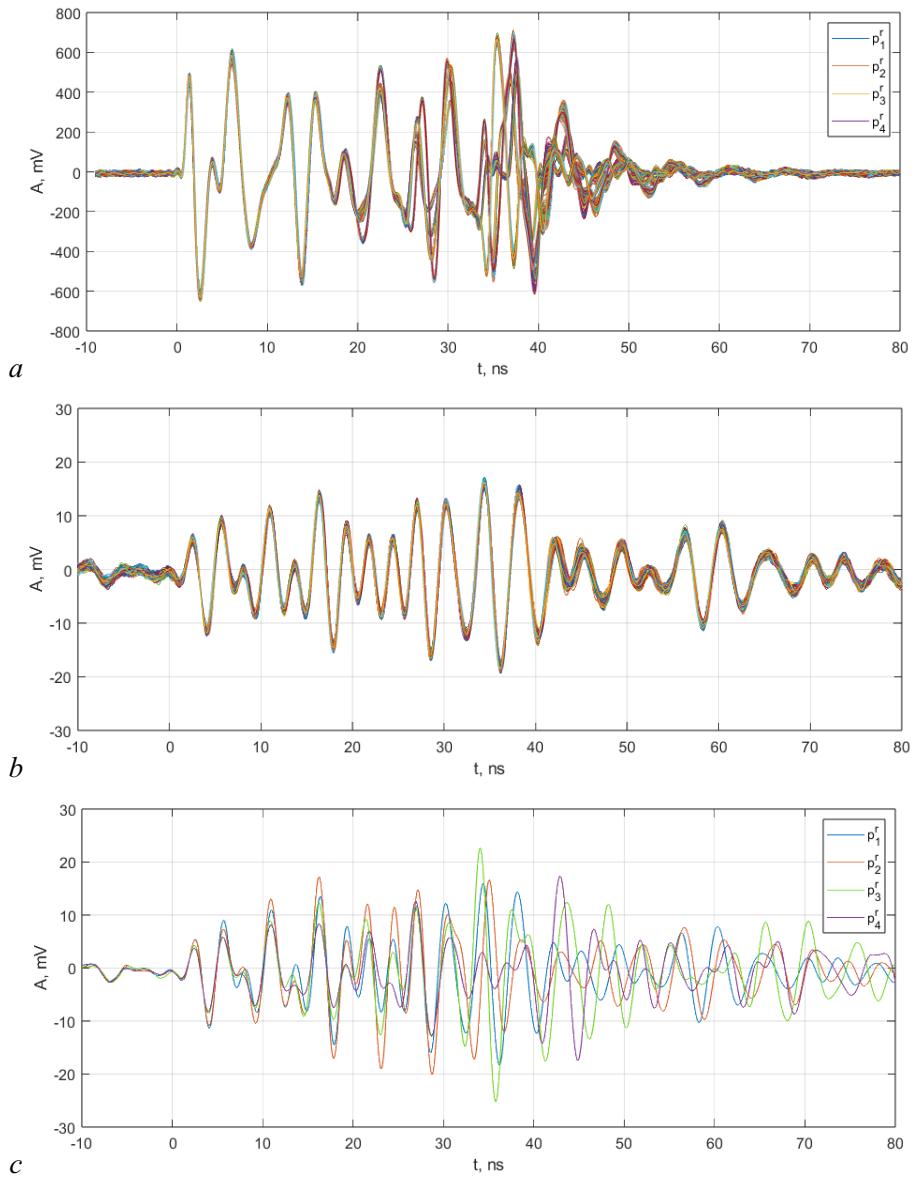


Рис. 5. Формы импульсов четырех различных генераторов, совмещенные по моменту своего начала и наложенные друг на друга: *a* — реализация 400 импульсов от каждого из генераторов до подачи на антенну, *b* — 400 импульсов от одного генератора после излучения антенной и прохождения радиоканала, *c* — усредненные реализации 400 импульсов от каждого из генераторов после излучения антенной и прохождения радиоканала (цвет онлайн)

Fig. 5. Pulse waveforms of four different generators, combined at the moment of their start and superimposed on each other: *a* — pulse waveforms of 400 pulses of each of the generators before feeding to the antenna, *b* — 400 pulses of one generator after emission by the antenna and passage of the radio channel, *c* — averaged pulse waveforms of 400 pulses of each of the generators after emission by the antenna and passage of the radio channel (color online)

В итоге по результатам эксперимента были получены реализации сигналов от каждого излучателя в отдельности и реализации суммарных сигналов в точке приема. По реализациям сигналов оценивались индивидуальные мощности принятых сигналов от каждого из излучателей $P(s_i)$, $i = 1, 2, 3, 4$ в отдельности, и мощности суммарных сигналов от двух, трех и четырех излучателей $P(\sum_{i=1}^K s_i)$, $K = 1, 2, 3, 4$, где s_i — непрерывный хаотический сигнал, а K — число одновременно работающих излучателей.

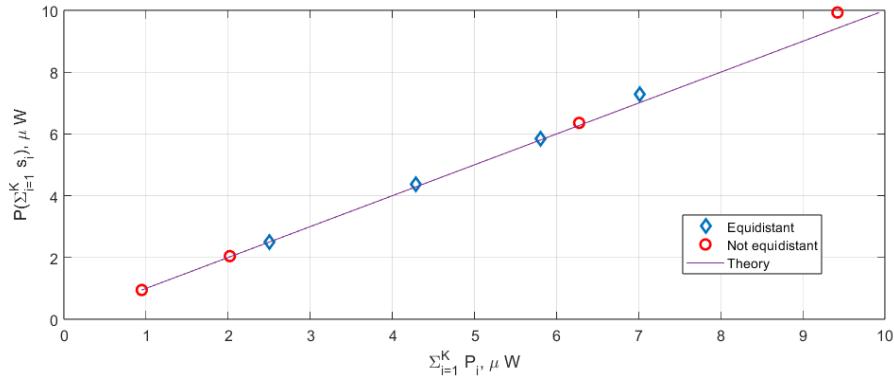


Рис. 6. Зависимость мощности суммарного сигнала от нескольких излучателей, от суммы мощностей сигналов излучателей, измеренных по отдельности. Синие ромбы — точка приема равноудалена от излучателей, красные окружности — излучатели находятся на различных расстояниях от точки приема. Фиолетовая прямая — теоретически ожидаемая закономерность (цвет онлайн)

Fig. 6. Dependence of the total signal power of several emitters on the sum of the signal powers of the emitters, measured separately. Blue diamonds — the reception point is located at an equal distance from the emitters, red circles — the emitters are located at different distances from the reception point. The purple line is the theoretically expected picture (color online)

На рис. 6 показана зависимость мощности суммарного сигнала от нескольких излучателей, от суммы $\sum_{i=1}^K P(s_i)$, $K = 1, 2, 3, 4$ мощностей сигналов излучателей, измеренных по отдельности.

Такого рода измерения были проделаны для двух сценариев: когда приемник находился в точке, равноудаленной от излучателей, и в точке, расположенной на неодинаковых расстояниях от излучателей. В обоих случаях измеренные значения с хорошей точностью укладываются на теоретически ожидаемую зависимость (диагональ): линейный рост мощности сигнала в точке приема с ростом числа излучателей СШП хаотического сигнала.

2.3. Когерентное сложение. Поскольку эксперимент преследовал цель добиться когерентного сложения импульсов, необходимо было обеспечить одинаковые условия приема сигнала. Применяемые антенны не являются строго всенаправленными, поэтому крайне желательно обеспечить соблюдение одинаковой взаимной ориентации излучающих и приемной антенн. В случае расположения излучающих антенн по сторонам квадрата этого можно добиться, если плоскости всех антенн будут расположены вдоль сторон квадрата, а плоскость приемной антенны будет ориентирована под углом 45 градусов к стороне квадрата.

Дальнейшие измерения проводились в условиях, когда амплитуда сигнала от различных излучателей в точке приема различна из-за неидентичности излучающих антенн и неизотропности условий распространения сигнала. Поэтому для оценки приращения амплитуды в точке приема по мере увеличения числа излучателей необходимо сначала определить, каков индивидуальный вклад каждого излучателя.

Это иллюстрирует рис. 5, с, где видно, что амплитуда сигнала в точке приема от каждого излучателя несколько отличаются друг от друга и в максимуме составляет около 20 мВ. При этом формы импульсов подобны, то есть действительно можно ожидать их когерентного сложения. Как отмечалось в разделе 1.3, необходимым условием этого является одновременность прихода импульсов в точку приема.

Результат когерентного сложения оценивался по характеру изменения среднеквадратичного значения амплитуды и формы сигнала при увеличении числа излучателей рис. 7.

На рис. 7, а показано изменение формы сигнала при увеличении числа излучателей от одного до четырех. Формы импульсов подобны друг другу, амплитуда их увеличивается пропорционально числу излучателей.

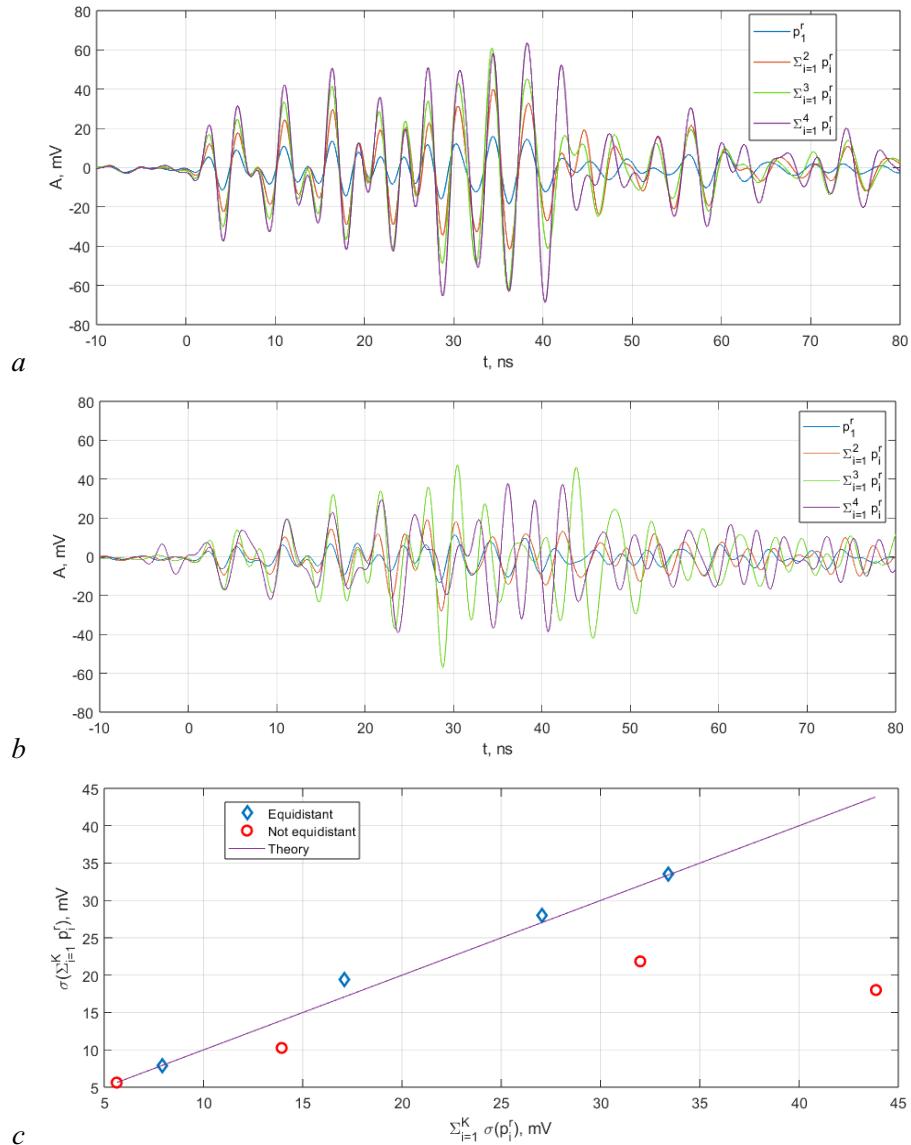


Рис. 7. а — Усредненные реализации суммарных импульсных сигналов от одного, двух, трех и четырех излучателей в точке приема, равноудаленной от излучателей. б — Усредненные реализации суммарных импульсных сигналов от одного, двух, трех и четырех излучателей в ситуации, когда излучатели находятся на разных расстояниях от точки приема. в — Зависимость среднеквадратичной амплитуды суммарного импульсного сигнала от нескольких излучателей, от суммы среднеквадратичных амплитуд сигналов излучателей, измеренных по отдельности. Синие ромбы — точка приема равноудалена от излучателей, красные окружности — излучатели находятся на различных расстояниях от точки приема. Фиолетовая прямая — теоретически ожидаемая закономерность (цвет онлайн)

Fig. 7. a — Averaged pulse shapes of the sum signal of one, two, three and four emitters at the reception point located equidistant from the emitters. b — Averaged pulse shapes of the sum signal of one, two, three and four emitters at different distances from the reception point. c — Dependence of the root-mean-square amplitude of the sum signal of several emitters on the sum of the root-mean-square amplitudes of the emitter signals measured separately. Blue diamonds indicate that the reception point is equidistant from the emitters, red circles indicate that the emitters are located at different distances from the reception point. The purple line is the theoretically expected pattern (color online)

Для сравнения аналогичные измерения были проведены (рис. 7, b), когда приемная антенна была смещена относительно центра квадрата так, что расстояния от приемной антенны до каждого из излучателей были различны. В этом случае импульсы приходят в точку приема с различными взаимными задержками, не согласованными с данной точкой приема, поэтому нарушается условие когерентного сложения, форма импульсов не является подобной и их амплитуда не находится в прямой зависимости от числа излучателей, то есть амплитуда растет, но линейной зависимости нет.

Это явно видно на рис. 7, c, где показана зависимость среднеквадратичной амплитуды суммарного сигнала от двух, трех и четырех излучателей в точке приема $\sigma(\sum_{i=1}^K p_i^r)$, $K = 1, 2, 3, 4$, где p_i^r — импульсный хаотический сигнал, а K — число одновременно работающих излучателей, от суммы $\sum_{i=1}^K \sigma(p_i^r)$, $K = 1, 2, 3, 4$ среднеквадратичных амплитуд импульсных сигналов отдельных излучателей.

Заключение

Основным результатом работы стало экспериментальное доказательство реализуемости когерентного суммирования СШП хаотических сигналов, поступающих в заданную точку пространства от нескольких независимых излучателей СШП хаотических радиоимпульсов.

Решение данной задачи потребовало разработки метода формирования одинаковых СШП импульсов, которые генерируются различными (независимыми) генераторами хаотических колебаний. Генераторы являются полностью аналоговыми устройствами, модуляция которых осуществляется потоком видеоимпульсов.

Разработана система управления генераторами, при помощи которой можно формировать суммарный сигнал в произвольной точке пространства.

Продемонстрировано линейное увеличение амплитуды СШП хаотического сигнала в точке приема с увеличением числа излучателей при условии согласованного излучения импульсов и их когерентном приходе в точку приема, и линейное увеличение мощности при условии некогерентного сложения СШП хаотического сигнала.

Полученные результаты показывают, что в реальных физических системах с хаосом вполне можно получать стабильные и предсказуемые результаты, в основе которых лежит чувствительность хаотических колебаний к начальным условиям, что создает основу для дальнейшей разработки беспроводных систем на базе СШП хаотических сигналов, где применяется такое важное и интересное физическое явление, как когерентное сложения радиосигналов в пространстве.

Список литературы

1. Yang L., Giannakis G. B. Ultra-wideband communications: An idea whose time has come // IEEE Signal Process. Mag. 2004. Vol. 21, no. 6. P. 26–54. DOI: 10.1109/MSP.2004.1359140.
2. Singh D. What is Ultra-Wideband (UWB) technology on Samsung Phones? How is it helpful? [Electronic resource]. Available from: <https://www.smartprix.com/bytes/phones-with-uwb-ultrawideband-connectivity/>.
3. Breed G. A summary of FCC rules for ultra wideband communications // High Freq. Electron. 2005. Vol. 4, no. 1. P. 42–44.
4. Niemela V., Haapola J., Hamalainen M., Iinatti J. An ultra wideband survey: Global regulations and impulse radio research based on standards // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2017. Vol. 19, no. 2. P. 874–890. DOI: 10.1109/COMST.2016.2634593
5. Гуляев Ю.В., Кислов В.Я., Кислов В.В. Новый класс сигналов для передачи информации — широкополосные хаотические сигналы // ДАН. 1998. Т. 359, № 6. С. 750–754.
6. Гуляев Ю.В., Кислов В.Я., Кислов В.В., Калинин В.И., Колесов В.В., Беляев Р.В., Воронцов Г.М. Широкополосные телекоммуникационные средства с кодовым разделением каналов на основе хаотических сигналов // Радиотехника. 2002. № 10. С. 3–15.

7. *Andreyev Yu. V., Dmitriev A. S., Efremova E. V., Khilinsky A. D., Kuzmin L. V.* Qualitative theory of dynamical systems, chaos and contemporary communications // Int. J. Bifurc. Chaos. 2005. Vol. 15, no. 11. P. 3639–3651. DOI: 10.1142/S0218127405014295.
8. *Tam W.M., Lau F.C.M., Tse C.K.* Digital Communications With Chaos: Multiple Access Techniques and Performance Evaluation. Oxford: Elsevier Science, 2010. 256 p.
9. *Eisencraft M., Attux R., Suyama R.* Chaotic Signals in Digital Communications. Boca Raton: CRC Press, 2014. 504 p.
10. *Kaddoum G.* Wireless chaos-based communication systems: A comprehensive survey // IEEE Access. 2016. Vol. 4. P. 2621–2648. DOI: 10.1109/ACCESS.2016.2572730.
11. *Дмитриев А. С., Ефремова Е. В., Ицков В. В., Петросян М. М., Рыжов А. И., Турканов И. Ф.* Прямохаотические средства сверхширокополосной беспроводной связи в метровом и дециметровом диапазоне радиоволн // Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67, № 8. С. 797–806. DOI: 10.31857/S0033849422080046.
12. *Manikandan M. S. K., Ravikumar S., Abhaikumar V., Thiruvengadam S. J.* A novel pulse based ultrawide band system using chaotic spreading sequences // In: 2007 2nd International Conference on Communication Systems Software and Middleware. 2007, Bangalore, India. P. 1–5. DOI: 10.1109/COMSWA.2007.382453.
13. *Kotti A., Meherzi S., Marcos S., Belghith S.* Asynchronous DS-UWB communication using spatiotemporal chaotic waveforms and sequences // In: 2009 First International Conference on Communications and Networking. 2009, Hammamet, Tunisia. P. 1–5. DOI: 10.1109/COMNET.2009.5373551.
14. *Liu C., Cheng J., Zhang R.* An orthogonal mixed chaotic spread spectrum algorithm for satellite communication // In: 2019 12th International Symposium on Computational Intelligence and Design (ISCID). 2019, Hangzhou, China. P. 235–240. DOI: 10.1109/ISCID.2019.10137.
15. *Song D., Liu J., Wang F.* Statistical analysis of chaotic stochastic properties based on the logistic map and Fibonacci sequence // In: Proceedings of 2013 2nd International Conference on Measurement, Information and Control. 2013, Harbin, China. P. 611–614. DOI: 10.1109/MIC.2013.6758038.
16. *Ben Jemaa Z., Belghith S.* Chaotic sequences with good cor-relation properties for MIMO radar application // In: 2016 24th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM). 2016, Split, Croatia. P. 1–5. DOI: 10.1109/SOFTCOM.2016.7772127.
17. *Kuzmin L. V., Efremova E. V., Itskov V. V.* Modulation, shaping and replicability of UWB chaotic radiopulses for wireless sensor applications // Sensors. 2023. Vol. 23, no. 15. P. 6864. DOI: 10.3390/s23156864.
18. *Kuzmin L., Efremova E., Vladyska P., Itskov V.* Analog replicator of long chaotic radio pulses for coherent processing // Technologies. 2025. Vol. 13, no. 1. P. 16. DOI: 10.3390/technologies13010016.
19. *Ефремова Е. В., Аманов Н. В., Дмитриев Ю. А.* Генератор хаотических колебаний радиодиапазона на основе автоколебательной системы с 2.5 степенями свободы // Известия вузов. ПНД. 2007. Т. 15, № 1. С. 23–41. DOI: 10.18500/0869-6632-2007-15-1-23-41.
20. *Дмитриев А. С., Ефремова Е. В., Румянцев Н. В.* Генератор микроволнового хаоса с плоской огибающей спектра мощности в диапазоне 3–8 GHz // Письма в ЖТФ. 2014. Т. 40, № 2. С. 1–9.
21. LibreVNA. 100kHz to 6GHz 2 port USB based VNA [Electronic resource] // Available from: <https://github.com/jankae/LibreVNA>.
22. Intel MAX 10 Clocking and PLL User Guide [Electronic resource] // Available from: <https://www.intel.com/content/www/us/en/docs/programmable/683047/18-0/introduction.html>.

23. Кузмин Л. В., Ефремова Е. В. Filtering and detection of ultra-wideband chaotic radio pulses with a matched frequency-selective circuit // Electronics. 2023. Vol. 12, no. 6. P. 1324. DOI: 10.3390/electronics12061324.
24. Андреев Ю. В., Дмитриев А. С., Лазарев В. А. Коллективная передача информации сверхширокополосным прямохаотическим ансамблем // Физические основы приборостроения. 2017. Т. 6, № 2(24). С. 80–89. DOI: 10.25210/jfop-1702-080089.

References

1. Yang L, Giannakis GB. Ultra-wideband communications: An idea whose time has come. IEEE Signal Process. Mag. 2004;21(6):26–54. DOI: 10.1109/MSP.2004.1359140.
2. Singh D. What is Ultra-Wideband (UWB) technology on Samsung Phones? How is it helpful? [Electronic resource]. Available from: <https://www.smartprix.com/bytes/phones-with-uwb-ultrawideband-connectivity/>.
3. Breed G. A summary of FCC rules for ultra wideband communications. High Freq. Electron. 2005;4(1):42–44.
4. Niemela V, Haapola J, Hamalainen M, Iinatti J. An ultra wideband survey: Global regulations and impulse radio research based on standards. IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2017;19(2):874–890. DOI: 10.1109/COMST.2016.2634593
5. Гуляев ЮВ, Кислов ВЯ, Кислов ВВ. A new class of signals for information transmission – wideband chaotic signals. Sov. Phys. Doklady. 1998;359(6):750–754. (in Russian).
6. Гуляев ЮВ, Кислов ВЯ, Кислов ВВ, Калинин VI, Колесов ВВ, Беляев RV, Воронцов GM. Broadband telecommunication facilities with code division multiplexing based on chaotic signals. Radio Engineering. 2002;(10):3–15. (in Russian).
7. Andreyev YuV, Dmitriev AS, Efremova EV, Khilinsky AD, Kuzmin LV. Qualitative theory of dynamical systems, chaos and contemporary communications. Int. J. Bifurc. Chaos. 2005;15(11): 3639–3651. DOI: 10.1142/S0218127405014295.
8. Tam WM, Lau FCM, Tse CK. Digital Communications With Chaos: Multiple Access Techniques and Performance Evaluation. Oxford: Elsevier Science; 2010. 256 p.
9. Eisencraft M, Attux R, Suyama R. Chaotic Signals in Digital Communications. Boca Raton: CRC Press; 2014. 504 p.
10. Kaddoum G. Wireless chaos-based communication systems: A comprehensive survey. IEEE Access. 2016;4:2621–2648. DOI: 10.1109/ACCESS.2016.2572730.
11. Dmitriev AS, Efremova EV, Itskov VV, Petrosyan MM, Ryzhov AI, Turkanov IF. Direct chaotic ultra-wideband wireless communications in the very high frequency and ultra high frequency radio bands. J. Commun. Technol. Electron. 2022;67:1013–1021. DOI: 10.1134/S1064226922080046.
12. Manikandan MSK, Ravikumar S, Abhaikumar V, Thiruvengadam SJ. A novel pulse based ultrawide band system using chaotic spreading sequences. In: 2007 2nd Inter-national Conference on Communication Systems Software and Middleware. 2007, Bangalore, India. P. 1–5. DOI: 10.1109/COMSWA.2007.382453.
13. Kotti A, Meherzi S, Marcos S, Belghith S. Asynchronous DS-UWB communication using spatiotemporal chaotic waveforms and sequences. In: 2009 First International Conference on Communications and Networking. 2009, Hammamet, Tunisia. P. 1–5. DOI: 10.1109/COMNET.2009.5373551.
14. Liu C, Cheng J, Zhang R. An orthogonal mixed chaotic spread spectrum algorithm for satellite communication. In: 2019 12th International Symposium on Computational Intelligence and Design (ISCID). 2019, Hangzhou, China. P. 235–240. DOI: 10.1109/ISCID.2019.90137.
15. Song D, Liu J, Wang F. Statistical analysis of chaotic stochastic properties based on the logistic map

- and Fibonacci sequence. In: Proceedings of 2013 2nd International Conference on Measurement, Information and Control. 2013, Harbin, China. P. 611–614. DOI: 10.1109/MIC.2013.6758038.
16. Ben Jemaa Z, Belghith S. Chaotic sequences with good correlation properties for MIMO radar application. In: 2016 24th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM). 2016, Split, Croatia. P. 1–5. DOI: 10.1109/SOFTCOM.2016.7772127.
 17. Kuzmin LV, Efremova EV, Itsikov VV. Modulation, shaping and replicability of UWB chaotic radiopulses for wireless sensor applications. Sensors. 2023;23(15):6864. DOI: 10.3390/s23156864.
 18. Kuzmin L, Efremova E, Vladyska P, Itsikov V. Analog replicator of long chaotic radio pulses for coherent processing. Technologies. 2025;13(1):16. DOI: 10.3390/technologies13010016.
 19. Efremova EV, Atanov NV, Dmitriev JA. Generator of chaotic oscillations of the radio range based on a self-oscillating system with 2.5 degrees of freedom. Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics. 2007;15(1):23–41. (in Russian). DOI: 10.18500/0869-6632-2007-15-1-23-41.
 20. Dmitriev AS, Efremova EV, Rumyantsev NV. A microwave chaos generator with a flat envelope of the power spectrum in the range of 3–8 GHz // Tech. Phys. Lett. 2014;40(1):48–51. DOI: 10.1134/S1063785014010180.
 21. LibreVNA. 100kHz to 6GHz 2 port USB based VNA [Electronic resource] Available from: <https://github.com/jankae/LibreVNA>.
 22. Intel MAX 10 Clocking and PLL User Guide [Electronic resource] // Available from: <https://www.intel.com/content/www/us/en/docs/programmable/683047/18-0/introduction.html>.
 23. Kuzmin LV, Efremova EV. Filtering and detection of ultra-wideband chaotic radio pulses with a matched frequency-selective circuit. Electronics. 2023;12(6):1324. DOI: 10.3390/electronics12061324.
 24. Andreev YuV, Dmitriev AS, Lazarev VA. Collective transmission of information by an ultra-wideband direct chaotic ensemble. Physical Bases of Instrumentation. 2017;6(2):80–89. (in Russian). DOI: 10.25210/jfop-1702-080089.



Кузьмин Лев Викторович — окончил факультет управления и прикладной математики МФТИ по направлению «Прикладные математика и физика» (1997). Защитил диссертацию на соискание учёной степени кандидата (2000, МФТИ) и доктора (2011, ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН) физико-математических наук по специальности «Радиофизика». Работает в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН с 2000 года, в настоящее время в должности ведущего научного сотрудника. Научные интересы — математическое моделирование в радиофизике, беспроводные системы связи, беспроводная передача информации, применение хаотических колебаний для передачи и обработки информации. Автор более 80 научных статей по указанным направлениям.

Россия, 125009 Москва, ул. Моховая, 11/7
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
E-mail: lvk@cplire.ru
ORCID: 0000-0003-0466-881X
AuthorID (eLibrary.Ru): 17498



Кривенко Андрей Андреевич — окончил физтех-школу радиотехники и компьютерных технологий МФТИ (2024). Инженер ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. Научные интересы — компьютерные технологии, математическое моделирование, беспроводные системы связи.

Россия, 125009 Москва, ул. Моховая, 11/7
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
E-mail: krivenko.aa@phystech.edu
ORCID: 0009-0006-5611-8261



Владыка Павел Александрович — окончил факультет фундаментальных наук МГТУ им. Н. Э. Баумана (2022). Младший научный сотрудник ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН (с 2023). Научные интересы — цифровая обработка сигналов, электроника, радиотехника, беспроводная передача информации. Автор 3 научных статей по указанным направлениям.

Россия, 125009 Москва, ул. Моховая, 11/7

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН

E-mail: pavvladyka@yandex.ru

ORCID: 0009-0002-7080-9350



Ефремова Елена Валерьевна — окончила факультет прикладной физики и энергетики МФТИ по направлению «Прикладные математика и физика» (2000). Защищила диссертации на соискание учёной степени кандидата (2003, МФТИ) и доктора (2008, ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН) физико-математических наук по специальности «Радиофизика». С 2003 года работает в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, в настоящее время в должности ведущего научного сотрудника. Научные интересы — нелинейная динамика, радиоэлектроника, беспроводная передача информации. Автор свыше 80 научных статей по указанным направлениям.

Россия, 125009 Москва, ул. Моховая, 11/7

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН

E-mail: efremova@cplire.ru

ORCID: 0000-0001-9560-3469

AuthorID (eLibrary.Ru): 17497



Кодовое разделение сигналов в прямохаотической схеме передачи информации

A. С. Дмитриев[✉], A. И. Рыжов, B. В. Ицков, B. А. Лазарев

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия
E-mail: [✉chaos@cplire.ru](mailto:chaos@cplire.ru), mefbox@gmail.com, vadim.itskov@phystech.edu, dilvishya@gmail.com

Поступила в редакцию 10.04.2025, принята к публикации 21.05.2025,
опубликована онлайн 14.07.2025, опубликована 30.09.2025

Аннотация. Важным направлением в научной деятельности Ю. В. Гуляева являются исследования и разработки в области нелинейной динамики и динамического хаоса. Что касается нелинейной динамики в целом, то в той или иной степени к ней относятся все основные направления научной деятельности Юрия Васильевича, начиная с классических работ в области акустоэлектроники. Здесь, безусловно, нужно упомянуть исследования в области собственных физических полей биологических объектов, работы в области медицинской электроники, а также собственно исследования и разработки в области динамического хаоса и его приложений. Об одной такой разработке, положившей, по существу, начало разработке прямохаотических приемопередатчиков, в постановке и проведении которой Юрий Васильевич сыграл важную роль, рассказывается во введении к той статье. Эта работа в значительной степени явилась прологом к развитию работ по передаче информации с помощью динамического хаоса, проводимых в ИРЭ РАН, начиная с 90-х годов. В основной части статьи предлагается и исследуется новый вариант прямохаотической схемы передачи информации, в которой в качестве несущего информации сигнала используются кодовые последовательности хаотических радиоимпульсов. **Цели.** Разработка нового метода введения информации в хаотических сигнал, обеспечивающий расширение возможностей по разделению каналов и множественному доступу. **Методы.** Компьютерное моделирование процесса передачи и теоретические оценки помехоустойчивости схемы в канале с белым шумом. **Результаты.** Предложен и исследован метод модуляции/демодуляции кодовых последовательностей хаотических радиоимпульсов, обеспечивающий увеличение базы передаваемого двоичного символа и разделение каналов на основе корреляционной обработки, прошедшего сигнала через детектор огибающей. Показано, что предложенная схема модуляции/демодуляции эффективна также для организации множественного доступа в сети не синхронизованных друг с другом приемопередатчиков. **Заключение.** Предложенная схема ввода информации в прямохаотический сигнал передатчика и его извлечения на стороне приемника, судя по теоретическим расчетам и результатам компьютерного моделирования, существенно повышает возможности прямохаотических средств связи и расширяет области их применения.

Ключевые слова: прямохаотическая передача информации, хаотические радиоимпульсы, кодовое разделение каналов.

Благодарности. Работа выполнена в рамках государственного задания ИРЭ РАН, тема «Эфир-3».

Для цитирования: Дмитриев А. С., Рыжов А. И., Ицков В. В., Лазарев В. А. Кодовое разделение сигналов в прямохаотической схеме передачи информации // Известия вузов. ПНД. 2025. Т. 33, № 5. С. 674–690. DOI: 10.18500/0869-6632-003190. EDN: GRITIG

Статья опубликована на условиях Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Code division of signals in a direct chaotic scheme of information transmission

A. S. Dmitriev[✉], A. I. Ryzhov, V. V. Itsakov, V. A. Lazarev

Kotelnikov Institute of Radioelectronics and Electronics of the Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia

E-mail: [✉chaos@cplire.ru](mailto:chaos@cplire.ru), mefbox@gmail.com, vadim.itskov@phystech.edu, dilvishya@gmail.com

Received 10.04.2025, accepted 21.05.2025, available online 14.07.2025, published 30.09.2025

Abstract. An important direction in the scientific activity of Yu. V. Gulyaev is research and development in the field of nonlinear dynamics and dynamic chaos. As for nonlinear dynamics in general, all the main areas of Yuri Vasilyevich's scientific activity relate to it to one degree or another, starting with classical works in the field of acoustoelectronics. Here, of course, it is necessary to mention research in the field of proper physical fields of biological objects, work in the field of medical electronics, as well as research and development in the field of dynamic chaos and its applications. One such development, which essentially laid the foundation for the development of direct-chaotic transceivers, in the formulation and implementation of which Yuri Vasilyevich played an important role, is described in the introduction to that article. This work was largely a prologue to the development of work on information transmission using dynamic chaos, carried out at IRE RAS since the 90s. The main part of the article proposes and examines a new version of a direct-chaotic information transmission scheme, in which code sequences of chaotic radio pulses are used as an information-carrying signal. *Purpose.* Development of a new method for introducing information into a chaotic signal, providing expanded capabilities for channel separation and multiple access. *Methods.* Computer simulation of the transmission process and theoretical estimates of the noise immunity of the scheme in a channel with white noise. *Results.* A method for modulation/demodulation of code sequences of chaotic radio pulses is proposed and investigated, which provides an increase in the base of the transmitted binary symbol and channel division based on correlation processing of the signal passed through the envelope detector. It is shown that the proposed modulation/demodulation scheme is also effective for organizing multiple access in a network of transceivers that are not synchronized with each other. *Conclusion.* The proposed scheme for inputting information into a direct chaotic signal of the transmitter and its extraction on the receiver side, judging by theoretical calculations and the results of computer simulation, significantly increases the capabilities of direct chaotic communication facilities and expands the areas of their application.

Keywords: direct chaotic information transmission, chaotic radio pulses, code division multiplexing.

Acknowledgements. This work was carried out within the framework of the State Assignment of IRE RAS, theme "Ether-3".

For citation: Dmitriev AS, Ryzhov AI, Itsakov VV, Lazarev VA. Code division of signals in a direct chaotic scheme of information transmission. Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5):674–690. DOI: 10.18500/0869-6632-003190

This is an open access article distributed under the terms of Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Введение

В середине 80-х годов под руководством Владимира Яковлевича Кислова в ИРЭ АН СССР активно шли работы по созданию источников динамического хаоса в радио- и СВЧ-диапазонах. В стиле того времени и лично В. Я. Кислова была практическая направленность этих исследований. Той же точки зрения придерживалось и руководство института. После успешного решения 16-м отделом одной из важных задач в этом направлении В. А. Котельников, директор института, предложил сосредоточить свои силы на одной из актуальных задач радиоэлектронного противодействия [1–3]. Речь шла о системе АВАКС, созданной американцами, которая занимается разведкой, по существу — летающий локатор. И с ним нужно было как-то бороться. В нашей стране к этому времени была разработана система противодействия, подавляющая эту систему путем воздействия по боковым лепесткам диаграммы направленности обзорного локатора. Но это был монстр, который имел размеры железнодорожного вагона. И эта задача требовала нового решения: нужны были компактные устройства радиоэлектронного противодействия.

1. Прямохаотические передатчики сверхвысокочастотного диапазона. Пролог

Владимир Яковлевич схватился за идею создания таких устройств. И лаборатория через некоторое время представила прототип на основе вакуумного генератора шумоподобных хаотических колебаний. Но Котельников его не принял. По его мысли, во-первых, должен быть не вакуумный прибор, а полупроводниковый. Во-вторых, это должна быть приемопередающая антenna решетка. Ушли думать. К лету – осени 1986 года облик системы стал прорисовываться. И тут произошло знаковое событие.

В президиуме Академии наук, в предбаннике, состоялась встреча Юрия Васильевича Гуляева, тогда заместителя директора ИРЭ АН СССР, директора профильного научно-исследовательского института «Градиент» в Ростове-на-Дону Ю. М. Перунова – будущего генерального конструктора Радиопрома СССР, В. Я. Кислова и одного из авторов этой статьи – А. С. Дмитриева. Мы рассказали Перунову о задаче и о состоянии ее проработки, а он говорит: «Если у вас все более или менее готово и в декабре вы передаете свои эскизы экспериментального образца мне, то «Градиент» до февраля выпустит свою документацию. В феврале изготавливаются опытные экземпляры. В марте начнем совместные испытания в НИИ «Градиент» и в мае выходим на полигонные испытания».

Я сидел и думал: человек говорит, что на основе экспериментальных макетов мы сделаем за три месяца «железо». И «железо» компактное по сравнению с железнодорожным вагоном. В то время такие темпы представлялись уже практически нереальными, работа с промышленными предприятиями растягивалась на годы. Похоже, «свистит». Но мы разошлись, и работа понеслась.

В марте станции в количестве около 20 штук стали приходить с производства, а мы уже собрали бригаду, поехали в «Градиент» и начали настраивать эти станции. Вначале они вообще не настраивались никак. Потом процесс прошел. Ездили туда двумя бригадами, работали по 12 часов. К концу марта – началу апреля все было готово. Каждая машинка, мы называли их «девочками», весила килограмм восемьдесят, но не тонны, как предыдущее решение. Устройство стало переносным. Сначала провели испытания на базе около Ростова-на-Дону, в Матвеевом Кургане, а в начале июня – в оренбургских степях с настоящими самолетами. Вот такой был уровень организации. Иногда происходящее казалось сумбурным. Но все хотели получить результат, а некоторые еще и знали, как получить его вовремя.

Испытания прошли в 1987 году. А в 1989 году коллективу, основу которого составляли сотрудники ИРЭ АН СССР: В. А. Бурыкин, Ю. В. Гуляев, А. С. Дмитриев, Н. Н. Залогин, В. П. Иванов, В. Я. Кислов, В. А. Котельников, М. Н. Лебедев, Н. А. Максимов, М. П. Удов, Б. А. Хаджи, была присуждена премия Совета Министров Советского Союза. Премию вручали в президиуме Академии наук. Погода в тот день стояла хорошая. Мы шли по Ленинскому проспекту компании в 5–6 человек с только что полученными медалями лауреатов. Увидев нас, водитель остановившегося грузовика приоткрыл дверь и, показав на нас, сказал окружающим: «Вот кого надо выбирать в Верховный Совет, а не тех баламутов, которые там сидят». Это был наш звездный час.

Устройства, которые были созданы, представляли собой приемопередатчики с антенными решетками, излучающие хаотические сигналы [1–3]. Сегодня, почти сорок лет спустя, можно констатировать, что это были первые приемопередающие системы с направленным излучением хаотических сигналов – пролог к будущим разработкам в области применения динамического хаоса для передачи информации, активное участие в которых принимает Ю. В. Гуляев [4, 5].

2. Прямохаотическая схема беспроводной связи

Следующие шаги в направлении создания радиосистем с использованием динамического хаоса были предприняты уже почти через 10 лет. Это были исследования и разработки в области сверхширокополосных (СШП) систем связи малого радиуса действия, в которых в качестве носителя информации использовались хаотические радиоимпульсы.

Отметим, что работы по использованию динамического хаоса для передачи информации, в частности беспроводной связи, ведутся во всем мире широким фронтом с 90-х годов двадцатого века. Кроме общего и давнего интереса к системам связи с использованием шумовых и шумоподобных сигналов [6–9], интерес к ним связан с простотой реализации источников широкополосных и сверхширокополосных аналоговых шумоподобных сигналов, возможностью гибкого управления спектра путем изменения параметров системы и другими свойствами, характерными для нелинейных динамических систем со сложной динамикой.

Следует отметить, что техника генерации хаоса в микроволновом диапазоне, а также ряд других критических элементов, необходимых для создания беспроводных средств коммуникаций радио- и сверхвысокочастотного диапазонов, были уже в значительной степени готовы к появлению практически реализуемых схем [10].

Такая схема была предложена в 2000 году [11–13]. Это была прямохаотическая схема связи (ПХСС), использующая в качестве носителя информации хаотические радиоимпульсы. В последующие годы она успешно развивалась: на ее основе удалось создать малогабаритные сверхширокополосные приемопередатчики и сети на их основе. Она также была принята в качестве опционального решения в стандарт сверхширокополосной персональной беспроводной связи IEEE 802.15.4a. На сегодняшний день ПХСС является единственной практически реализованной и используемой схемой беспроводной связи на основе динамического хаоса.

Вместе с тем современные требования к беспроводным средствам коммуникаций бросают новые вызовы. В первую очередь это относится к массовому применению беспроводных, малопотребляющих, достаточно высокоскоростных средств связи для Интернета вещей, для робототехники и сенсорных сетей. Эти задачи стимулируют интерес к расширению возможностей использования хаотических сигналов в области беспроводной передачи данных.

В данной работе предлагается и анализируется новый вариант прямохаотической схемы, использующей в качестве носителя информации не одиночные хаотические радиоимпульсы, а кодовые последовательности из таких импульсов. Способ ввода данных, используемый в новом варианте схемы, расширяет возможности исходной схемы в части разделения каналов, увеличения пропускной способности и реализации множественного доступа.

3. Схема передачи информации с использованием кодовых последовательностей из хаотических радиоимпульсов

В исходной прямохаотической схеме связи [11–13] в качестве носителя информации используются хаотические импульсы, находящиеся на определенных временных позициях внутри битовых интервалов. Наличие хаотического радиоимпульса на такой позиции означает передачу «1», а его отсутствие — передачу «0». Оставшаяся часть битового интервала используется как защитная пауза, например, при наличии многолучевого распространения.

В предлагаемой ниже схеме для передачи информации также использован поток хаотических радиоимпульсов с защитными паузами между ними. Однако при этом используется другой вид модуляция импульсов информационными сигналами.

Схемы передачи информации условно можно разделить на когерентные и некогерентные. Теоретически когерентные схемы в канале с белым шумом эффективнее некогерентных систем и энергетически выигрывают у последних, при прочих равных условиях, несколько децибел в отношении сигнал/шум для одной и той же вероятности ошибки на бит (BER — Bit Error Ratio). Однако при этом требуется иметь копию несущего сигнала на приемной стороне. В случае хаотического несущего сигнала это трудно реализуемая задача, и попытки создать системы связи с хаотической синхронизацией, в которых она теоретически решается, показали,

что такие системы очень чувствительны к шумам и возмущениям в канале связи и малопригодны на практике [14–25].

С другой стороны, некогерентная система связи на хаотических радиоимпульсах требует своего развития в плане расширения возможностей по методам модуляции и множественного доступа. Для разрешения этих противоречий в данной работе предлагается и исследуется идея использования когерентного приема применительно не к самим сигналам, передаваемым в эфир, а к выделенным из них на приемной стороне сигналам огибающей, по существу, прямым аналогам сигналов в Baseband для классических узкополосных средств связи.

Структура предлагаемой системы передачи показана на рис. 1. Передатчик системы (рис. 1, a) состоит: из цифровой платы (1), на которую поступает исходная информация; источника хаоса (2); модулятора (3), управляемого сигналом, сформированным в цифровой плате; усилителя (4) и передающей антенны (5). В цифровой плате (рис. 1, c) реализованы кодер источника (8), формирующий двоичную последовательность с длиной бита T_b ; и кодер канала (9), формирующий кодовую последовательность с длиной чипа T_b/N , где N – число элементов в кодовой последовательности. Каждый чип последовательности, отвечающий «1», состоит из двух частей: хаотического радиоимпульса и защитной паузы, для простоты равных по длительности друг другу; чип последовательности отвечающий «0» состоит из пустой позиции и защитной паузы.

Передача осуществляется с помощью двоичных символов «0» и «1», каждый из которых представляется в виде «своей» кодовой бинарной последовательности длиной N , которые ортогональны друг другу. Сначала формируется сам двоичный сигнал $m(t)$ с длиной T_b , затем двоичные элементы перемножаются каждый в кодере канала на «свою» бинарную кодовую последовательность, увеличивающую базу (процессинг). После этого полученный сигнал, состоящий из коротких видеоимпульсов, перемножается с хаотическим несущим сигналом. Возникающая в результате этой операции последовательность хаотических радиоимпульсов усиливается и с помощью антенны излучается в эфир.

Приемник системы (рис. 1, b) состоит из антенны (5), детектора огибающей (6) и цифровой платы (1).

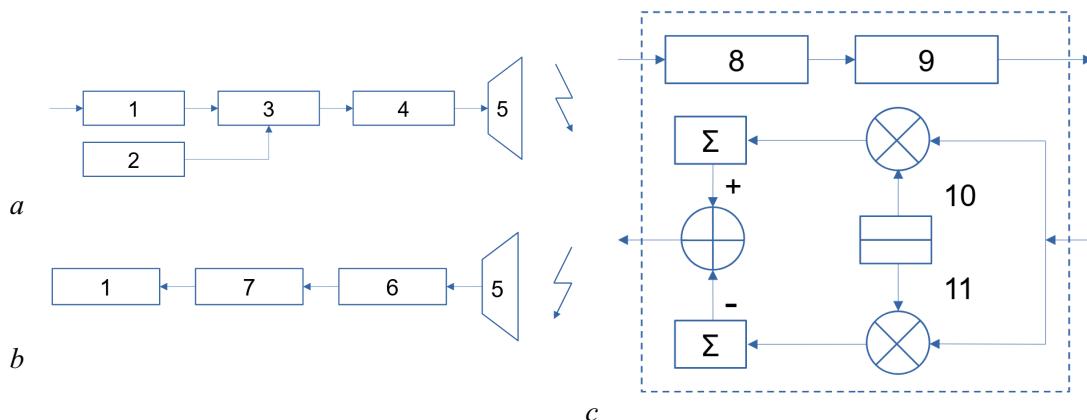


Рис. 1. Структура системы прямохаотической связи с кодовым разделением сигналов: a — передатчик; b — приемник; c — цифровая плата. 1 — цифровая плата; 2 — источник хаоса; 3 — модулятор; 4 — усилитель; 5 — антenna; 6 — детектор огибающей; 7 — аналого-цифровой преобразователь; 8 — кодер источника информации; 9 — кодер канала, формирующий сигнал с расширяющей кодовой последовательностью; 10 и 11 — опорные кодовые последовательности

Fig. 1. Structure of the direct chaotic communication system with code division of signals: a — transmitter; b — receiver; c — digital board. 1 — digital board, 2 — chaos source; 3 — modulator; 4 — amplifier; 5 — antenna; 6 — envelope detector; 7 — analog-to-digital converter; 8 — information source encoder; 9 — channel encoder that generates a signal with a spreading code sequence; 10 and 11 — reference code sequences

Обработка принимаемого сигнала производится в два этапа. На первом этапе сигнал, поступивший в антенну, подается в детектор огибающей (6), состоящий из собственно детектора сигнала (например, квадратичного или логарифмического детектора) и фильтра низких частот, параметры которого согласованы с длительностью хаотических радиоимпульсов и интервалов между ними. В результате на выходе детектора появляется сигнал огибающей, соответствующий кодовой последовательности передаваемого символа («0» или «1»). Этот сигнал поступает в цифровую плату (рис. 1, c), где его перемножают с копией каждой из двух опорных кодовых последовательностей (10 И 11), генерируемых в приемнике. Результаты перемножения суммируют, получая при этом коэффициенты корреляции между сигналом огибающей и опорной последовательностью. Коэффициенты корреляции сравнивают между собой и в качестве переданного символа принимают символ, коэффициент корреляции для которого оказался выше.

Таким образом, в предлагаемой модификации схемы каждый бит представляется в виде одной из двух последовательностей «коротких» импульсов, образующихся с помощью ортогональных последовательностей (кодов) видеоимпульсов длиной N , одна из которых соответствует «0», а другая — «1». В качестве кодовых последовательностей символов могут использоваться любые две ортогональные друг другу или близкие к ортогональным друг другу последовательности. Передаваемый в эфир бит представляет собой последовательность хаотических радиоимпульсов с расположением вдоль временной оси, соответствующим расположению нулей и единиц в кодовой последовательности, соответствующей данному биту.

4. Расширяющие кодовые последовательности

Для реализации этой идеи необходимо использовать кодовые последовательности, обладающие специальными корреляционными и автокорреляционными свойствами. Сначала обсудим передачу и прием между двумя приемопередатчиками в режиме «точка–точка». При передаче информации с помощью двоичных сигналов «0» и «1» на передающей стороне нужно закодировать поток этих сигналов с помощью двух кодовых последовательностей, а на приемной стороне распознавать их с малой (заранее определенной) вероятностью ошибки. Из теории когерентного приема известно, что лучше всего для этой цели подходят коды, у которых отношение N главного пика функции автокорреляции (АКФ) к боковым наибольшее.

Такими кодами являются двоичные последовательности (коды) Баркера [26]. Кодов Баркера всего 7. Самый длинный из них состоит из 13 символов (например, «-1» и «+1») и имеет отношение высоты главного пика АКФ к боковым $N = 13$. Это свойство позволяет надежно обнаруживать такой сигнал даже при отношениях сигнал/помеха (SNR) < 1.

Ниже, в компьютерном моделировании, используется код Баркера из 11 символов:

$$+1 + 1 + 1 - 1 - 1 + 1 - 1 - 1 + 1 - 1. \quad (1)$$

В форме двоичных элементов «0» и «1»

$$1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0, \quad (2)$$

которая не меняет его нормированную автоковариационную функцию (см., например, [27]). Для передачи «1» будет использоваться прямой код (2), а для передачи «0» — инверсный к нему, то есть

$$0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1. \quad (3)$$

5. Моделирование

Для демонстрации принципиальной возможности работы описанной схемы модуляции рассмотрим простой пример ее реализации.

Моделирование проводилось на примере передачи информационных битов «0» и «1». Передаваемые биты кодировались последовательностями (2) и (3). На рис. 2 показано расположение видеоимпульсов, соответствующее этим последовательностям. Результаты проведённого моделирования представлены ниже на примере передачи одного информационного бита. В битовую позицию, соответствующую передаче «1» или «0», вставляется последовательность хаотических радиоимпульсов, сформированная на основе кодов (2) или (3). База «чипика» (короткий хаотический радиоимпульс плюс защитный интервал) в примере равна $B_c = 19.2$ (около 13 дБ), база всего сигнала для передачи бита — $B_b = 201$ (около 23 дБ).

Короткие хаотические радиоимпульсы в кодовой последовательности моделируются при помощи полосового случайного сигнала.

На рис. 3 приведены результаты моделирования передачи «1» с применением кода Баркера через коммуникационный канал с белым шумом при разном уровне шума: a, b — передача «1», сигнал в канале без шума и после детектора огибающей; c, d — передача «0», сигнал в канале и после детектора при $E_b/N_0 = 20$ дБ (SNR = -3 дБ); e, f — передача «0», сигнал в канале и после детектора при $E_b/N_0 = 10$ дБ (SNR = -13 дБ).

В первых двух приведенных на рис. 3 случаях информационные биты передаются без ошибок. Однако при дальнейшем уменьшении отношения E_b/N_0 вероятность ошибочного приема битов нарастает. Так, на рис. 3 e, f показана передача «0» при $E_b/N_0 = 10$ дБ. В этих условиях был принят бит с ошибкой.

Зависимости вероятности ошибок при передаче представленных с помощью последовательности хаотических радиоимпульсов в соответствии с кодом Баркера от SNR и E_b/N_0 представлены на рис. 4. Сравнение результатов, представленных на рис. 4, с зависимостями для вероятности ошибок с единственным импульсом и той же базой сигнала показывает, что вероятности ошибок 10^{-3} и 10^{-5} в обоих случаях достигаются примерно при одних и тех же значениях и E_b/N_0 .

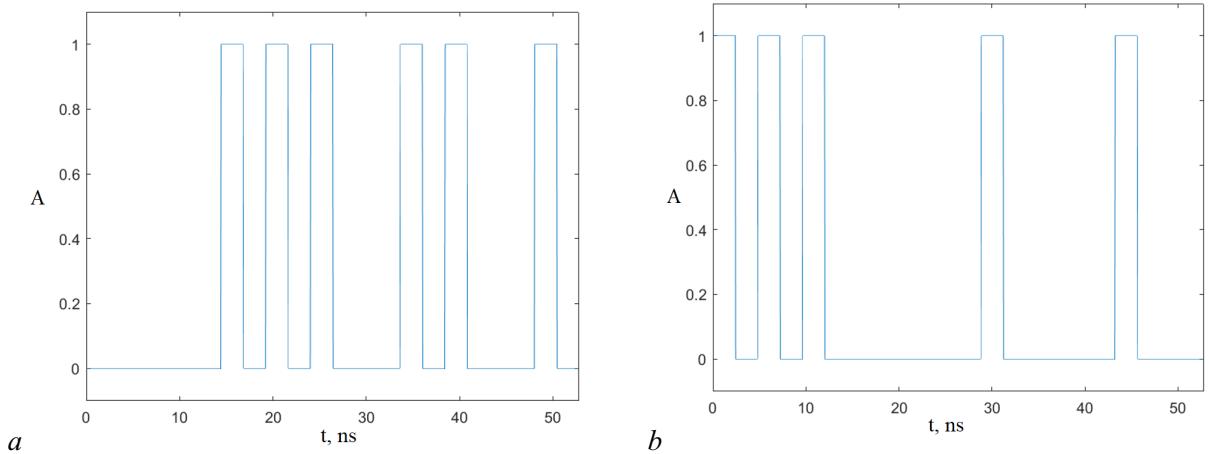


Рис. 2. Кодирование «0» и «1» кодом-последовательностью Баркера: a — «0» — инверсная последовательность; b — «1» — прямая последовательность

Fig. 2. Coding of “0” and “1” by Barker code sequence: a — “0” — inverse sequence; b — “1” — direct sequence

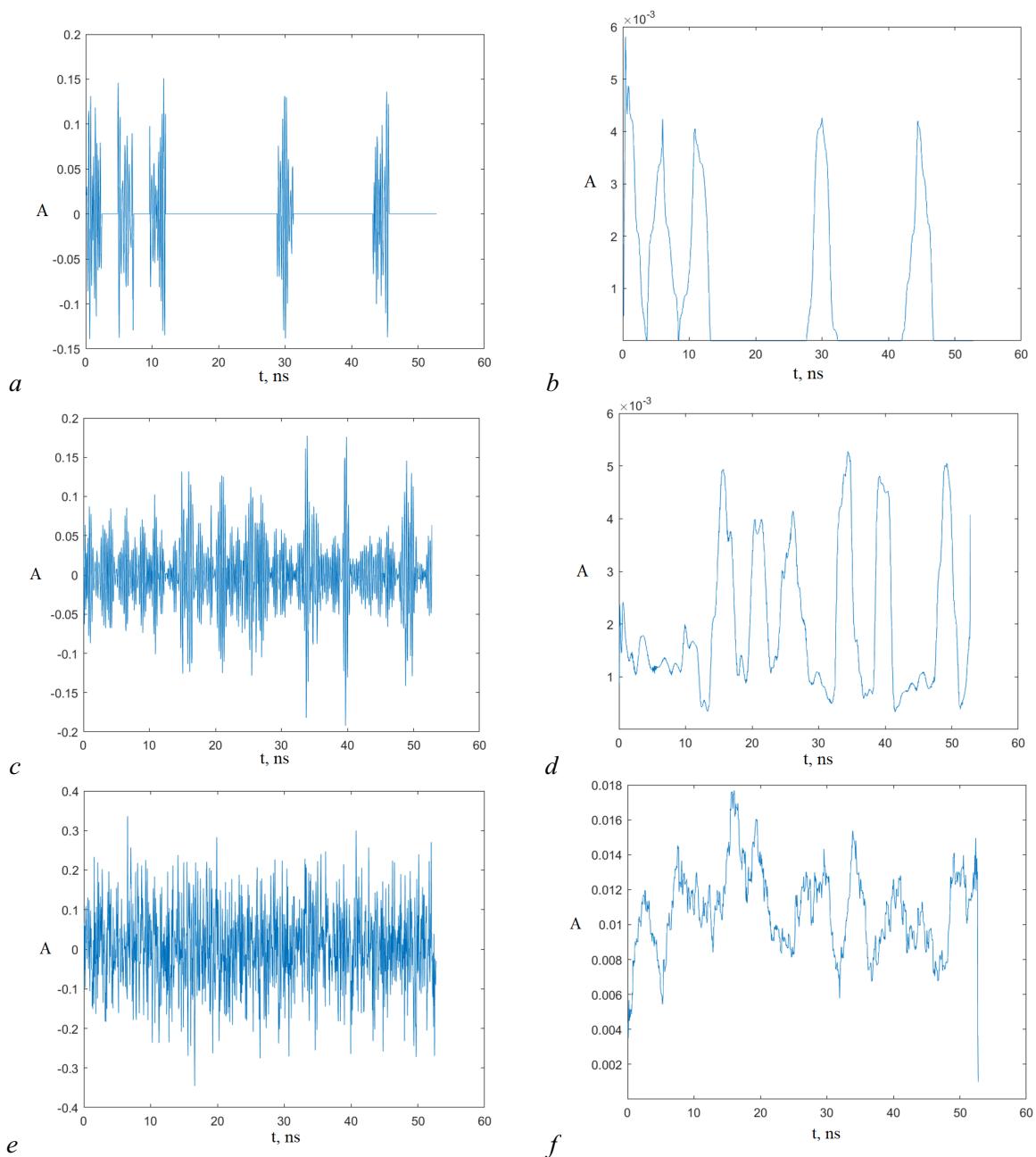


Рис. 3. Примеры сигналов с применением кода Баркера: *a* — передача «1», сигнал в канале без шума; *b* — передача «1», сигнал в приемнике после детектора огибающей; *c, d* — передача «0», сигнал в канале и после детектора при $E_b/N_0 = 20$ дБ (SNR = -3 дБ); *e, f* — передача «0», сигнал в канале и после детектора при $E_b/N_0 = 10$ дБ (SNR = -13 дБ)

Fig. 3. Examples of signals using the Barker code: *a, b* — transmission of “1”, signal in the channel without noise and after the envelope detector; *c, d* — transmission of “0”, signal in the channel and after the detector at $E_b/N_0 = 20$ dB (SNR = -3 dB); *e, f* — transmission of “0”, signal in the channel and after the detector at $E_b/N_0 = 10$ dB (SNR = -13 dB)

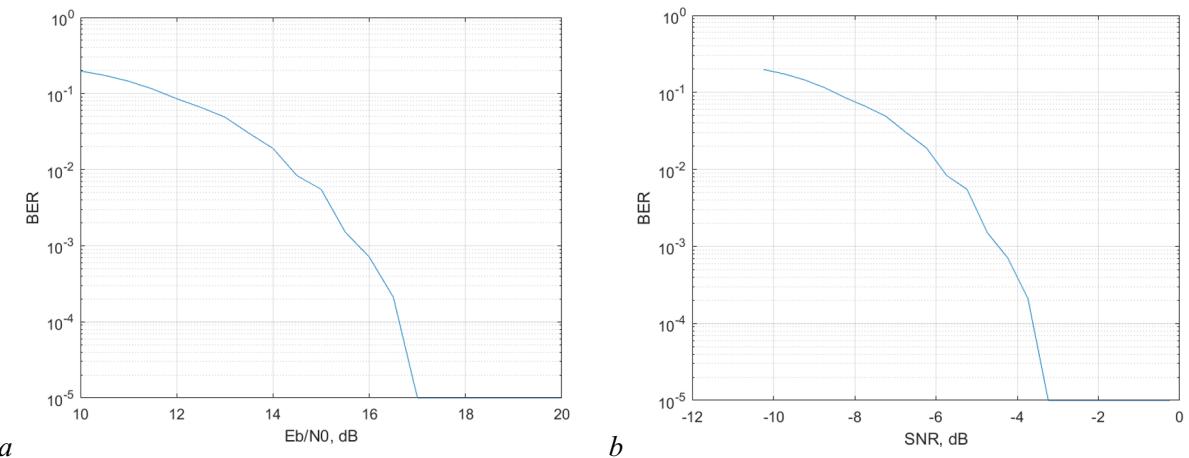


Рис. 4. Вероятность ошибок для представления бита в виде последовательности хаотических импульсов в соответствии с кодом Баркера: *a* — от средней энергии бита на импульс; *b* — от отношения сигнал/шум

Fig. 4. Probability of errors for representing a bit as a sequence of chaotic pulses in accordance with the Barker code: *a* — from the average energy of a bit per pulse; *b* — from the signal-to-noise ratio

На финальном этапе обработки осуществляется корреляция принятой последовательности импульсов с известными последовательностями для бита «1» и бита «0». То значение, корреляция для которого выше, принимается за принятый информационный бит.

6. Множественный доступ с использованием кодовых последовательностей

Расчеты по применению кодовых последовательностей в схеме прямого хаотической передачи были проведены с использованием кодов Баркера, которые обладают наилучшими для этой цели автокорреляционными свойствами (боковые лепестки автокорреляционной функции $1/N$). Дополнительной причиной использования кода Баркера является его «хорошая репутация» в связи с использованием в стандарте IEEE 802.11.

Для оценки возможностей данной схемы в интересах множественного доступа более подходящими являются кодовые последовательности «массового характера», хотя и с несколько худшими характеристиками по уровню боковых лепестков автокорреляционных функций. Естественными кандидатами здесь являются M-последовательности и производные от них коды.

M-последовательности или последовательности максимальной длины (MSL — Maximum Length Sequence) — это битовые последовательности, генерируемые с использованием регистров сдвига с максимальной линейной обратной связью, и они так называются, потому что они периодические и воспроизводят каждую двоичную последовательность (кроме нулевого вектора), которая может быть представлена регистрами сдвига (то есть для регистров длины m они производят последовательность длиной $2^m - 1$).

M-последовательностям свойственен достаточно низкий уровень лепестков автокорреляционной функции, спадающий по закону $1/\sqrt{N}$, где N — длина последовательности. Поэтому они часто используются в качестве основы для получения псевдослучайных последовательностей в цифровых системах связи с расширенным спектром прямой последовательности и системы передачи с расширенным спектром со скачкообразной перестройкой частоты.

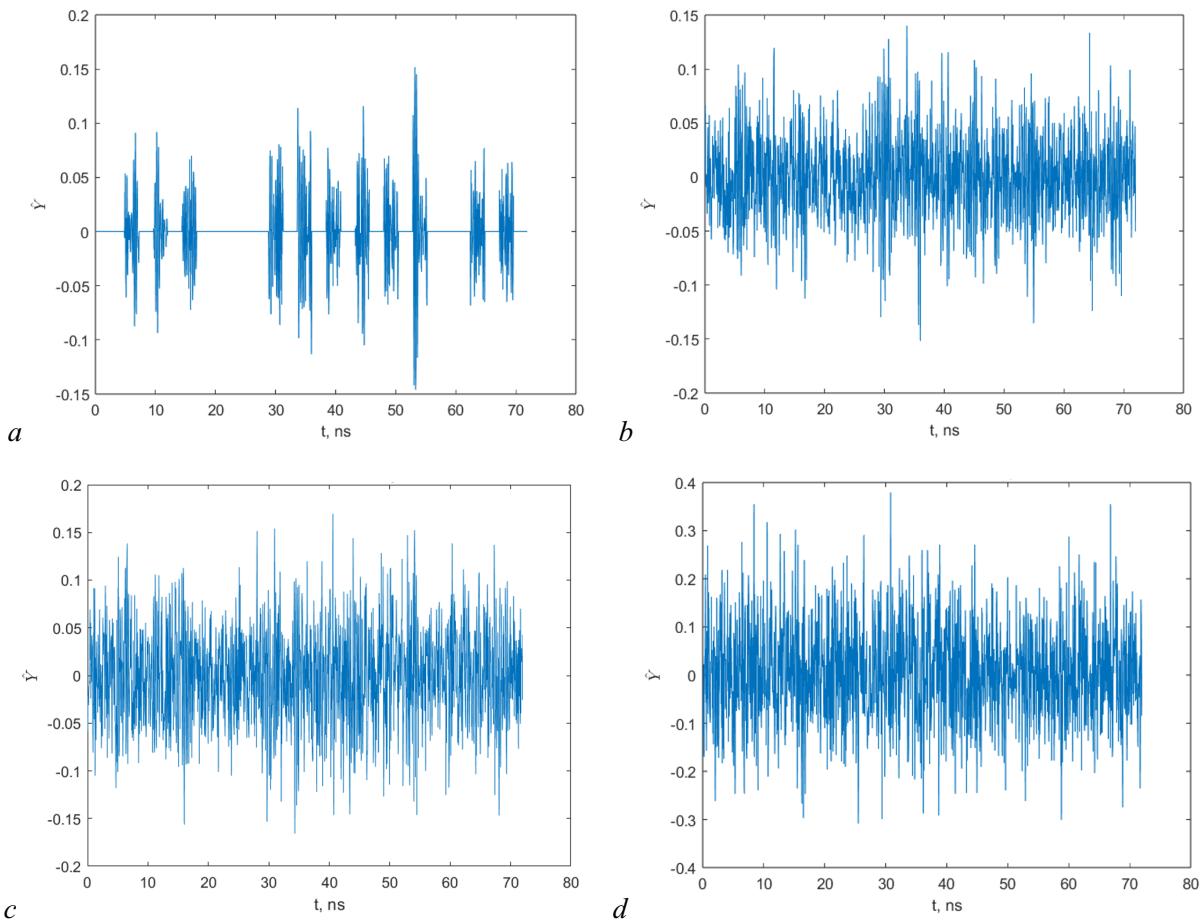


Рис. 5. Суммарный сигнал двух пользователей в канале при разном уровне белого шума: *a* — при отсутствии шума; *b* — SNR = -1.5 dB; *c* — SNR = -4.5 dB; *d* — SNR = -11.5 dB

Fig. 5. Total signal of two users in the channel at different levels of white noise: *a* — no noise; *b* — SNR = -1.5 dB; *c* — SNR = -4.5 dB; *d* — SNR = -11.5 dB

Для системы связи с двумя пользователями исследовались характеристики передачи в зависимости от уровня шума. При моделировании для первого пользователя передавалась последовательность $b_1^1 = 0010001111010111$ (соответствует логической «1») и для второго пользователя последовательность $b_0^2 = 0101001101110000$ (соответствует логическому «0»). На рис. 5 представлен вид суммарного сигнала в канале при разных уровнях внешнего шума в предположении, что: 1) сигналы от двух пользователей имеют одинаковую амплитуду; 2) порождающие М-последовательности при моделировании стартуют одновременно; 3) точка наблюдения равнодалена от пользователей.

На рис. 6–8 приведены результаты по разделению сигналов двух пользователей при нарастании уровня внешнего шума.

На рис. 6 приведены результаты для случая отсутствия шума в канале: *a* — принятая огибающая (красный) с идеальной последовательностью импульсов для «1» (синий) и для «0» (зелёный) для пользователя 1; *b* — принятая огибающая (красный) с идеальной последовательностью импульсов для «1» (синий) и для «0» (зелёный) для пользователя 2; *c* — уровень корреляции огибающей с идеальной последовательностью для «1» (синий) и для «0» (зелёный) для пользователя 1; *d* — уровень корреляции огибающей с идеальной последовательностью для «1» (синий) и для

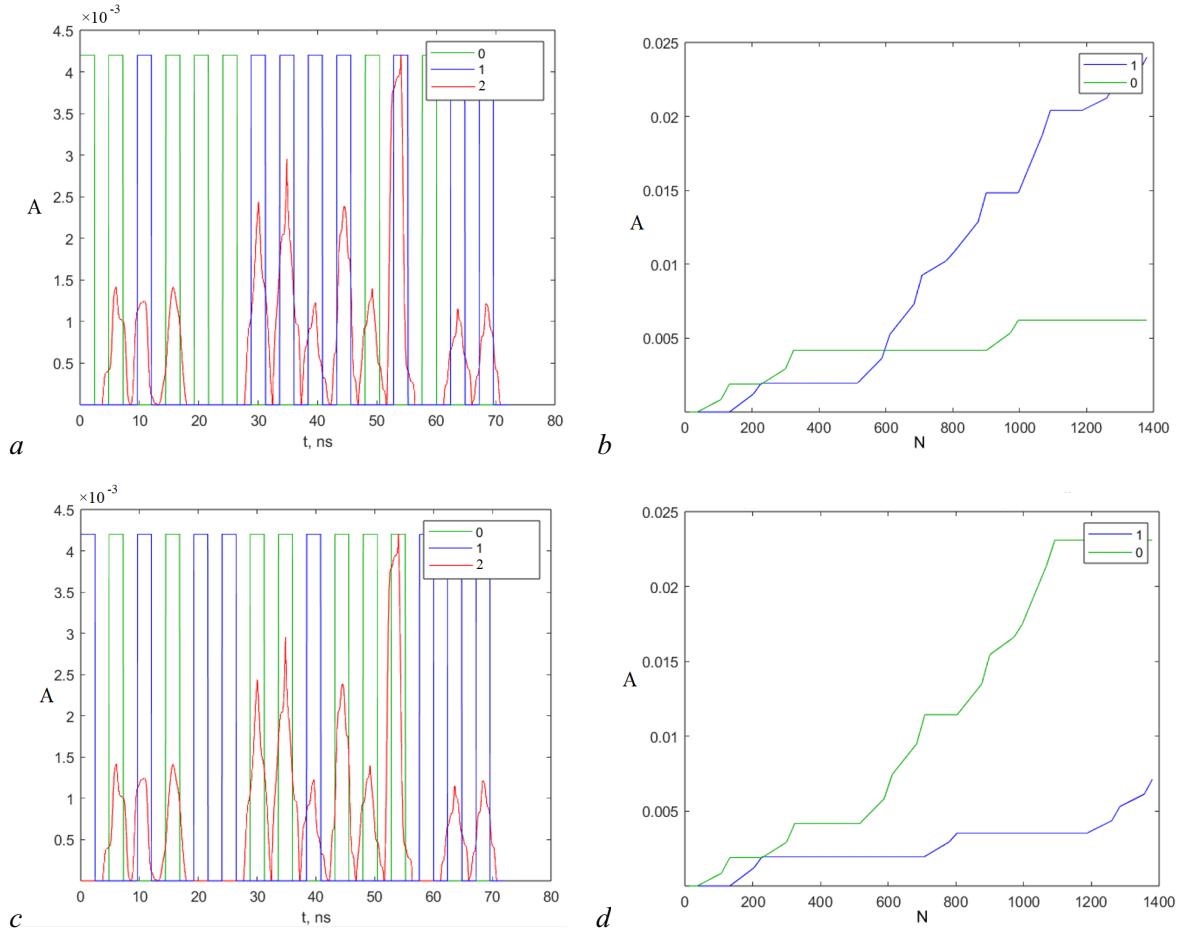


Рис. 6. Разделение сигналов двух пользователей в случае отсутствия шумов: *a* — принятая огибающая (красный) с идеальной последовательностью импульсов для «1» (синий) и для «0» (зелёный) для пользователя 1; *b* — принятая огибающая (красный) с идеальной последовательностью импульсов для «1» (синий) и для «0» (зелёный) для пользователя 2; *c* — уровень корреляции огибающей с идеальной последовательностью для «1» (синий) и для «0» (зелёный) для пользователя 1; *d* — уровень корреляции огибающей с идеальной последовательностью для «1» (синий) и для «0» (зелёный) для пользователя 2 (цвет онлайн)

Fig. 6. Separation of signals of two users in the absence of noise: *a* — received envelope (red) with an ideal pulse sequence for “1” (blue) and for “0” (green) for user 1; *b* — received envelope (red) with an 15 ideal pulse sequence for “1” (blue) and for “0” (green) for user 2; *c* — correlation level of the envelope with an ideal sequence for “1” (blue) and for “0” (green) for user 1; *d* — correlation level of the envelope with an ideal sequence for “1” (blue) and for “0” (green) for user 2 (color online)

«0» (зелёный) для пользователя 2. Из анализа рисунка следует, что первым пользователем будет принята логическая «1», а вторым — «0». Разница в уровне корреляции между верным принятым символом и неверным у каждого пользователя составляет более порядка.

Теперь рассмотрим случай с уровнем шума $\text{SNR} = -4.5 \text{ dB}$ (рис. 7). В этом случае принятый сигнал в значительной степени искажен, но все же корреляционная обработка позволяет правильно выделить для обоих пар пользователей переданные двоичные символы.

Наконец, рассмотрим случай с уровнем шума $\text{SNR} = -11.5 \text{ dB}$ (рис. 8). В этом случае принятый сигнал искажен настолько сильно, что корреляционная обработка не позволяет правильно и надежно выделить для пользователей переданные двоичные символы.

Детальные расчеты показывают, что граница уровня шума, при которой удается правильно выделить двоичные символы с $\text{BER} = 10^{-3}$, составляет в рассматриваемом случае примерно -5 dB .

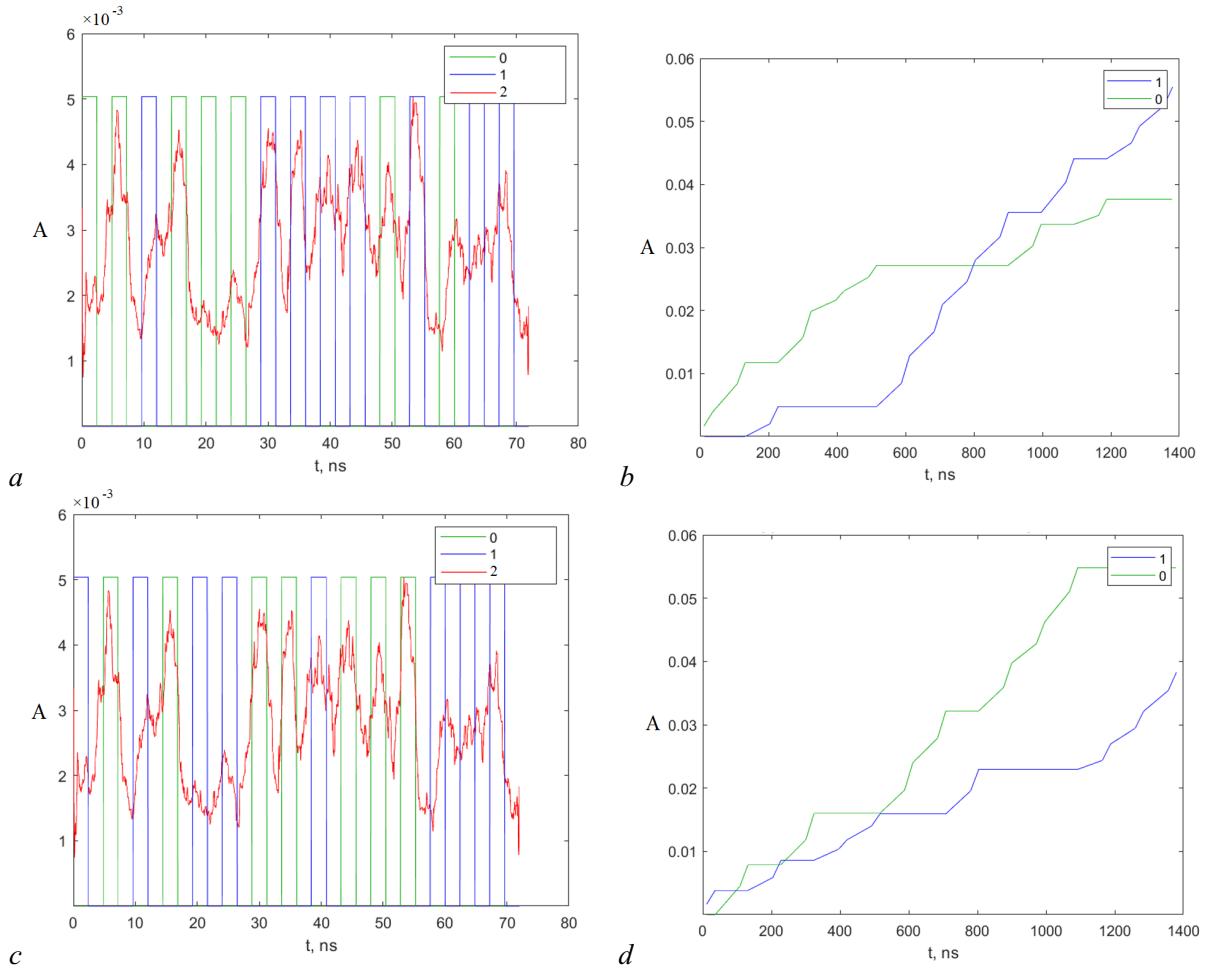


Рис. 7. Разделение сигналов двух пользователей при $\text{SNR} = -4.5 \text{ дБ}$: *a* – принятая огибающая (красный) с зашумленной последовательностью импульсов для «1» (синий) и для «0» (зелёный) для пользователя 1; *b* – принятая огибающая (красный) с зашумленной последовательностью импульсов для «1» (синий) и для «0» (зелёный) для пользователя 2; *c* – уровень корреляции огибающей с зашумленной последовательностью для «1» (синий) и для «0» (зелёный) для пользователя 1; *d* – уровень корреляции огибающей с зашумленной последовательностью для «1» (синий) и для «0» (зелёный) для пользователя 2 (цвет онлайн)

Fig. 7. Separation of signals of two users at $\text{SNR} = -4.5 \text{ dB}$: *a* – received envelope (red) with a noisy pulse sequence for “1” (blue) and for “0” (green) for user 1; *b* – received envelope (red) with a noisy pulse sequence for “1” (blue) and for “0” (green) for user 2; *c* – correlation level of the envelope with a noisy sequence for “1” (blue) and for “0” (green) for user 1; *d* – correlation level of the envelope with a noisy sequence for “1” (blue) and for “0” (green) for user 2 (color online)

Следует отметить, что как для первого, так и для второго пользователя дополнительный пользователь в канале играет роль дополнительного шума. Грубая оценка, не учитывая степени синхронности каналов и степень их ортогональности при условии одинаковой мощности сигналов в канале и непрерывной передачи сигнала каждым пользователем, говорит о том, что при отсутствии внешних шумов добавление второго пользователя уменьшает отношение сигнал/шум с $\text{SNR} = \infty$ до $\text{SNR} = 0$. При 4 пользователях дополнительный шум составит уже 5 дБ. Поскольку моделирование показало, что система с двумя пользователями остается работоспособной при внешнем дополнительном шуме в 5 дБ, при отсутствии внешних шумов в канале система в нашем примере обеспечивает одновременную работу до 5 пользователей. Дальнейшее увеличение числа пользователей может быть достигнуто за счет дополнительного увеличения базы сигнала.

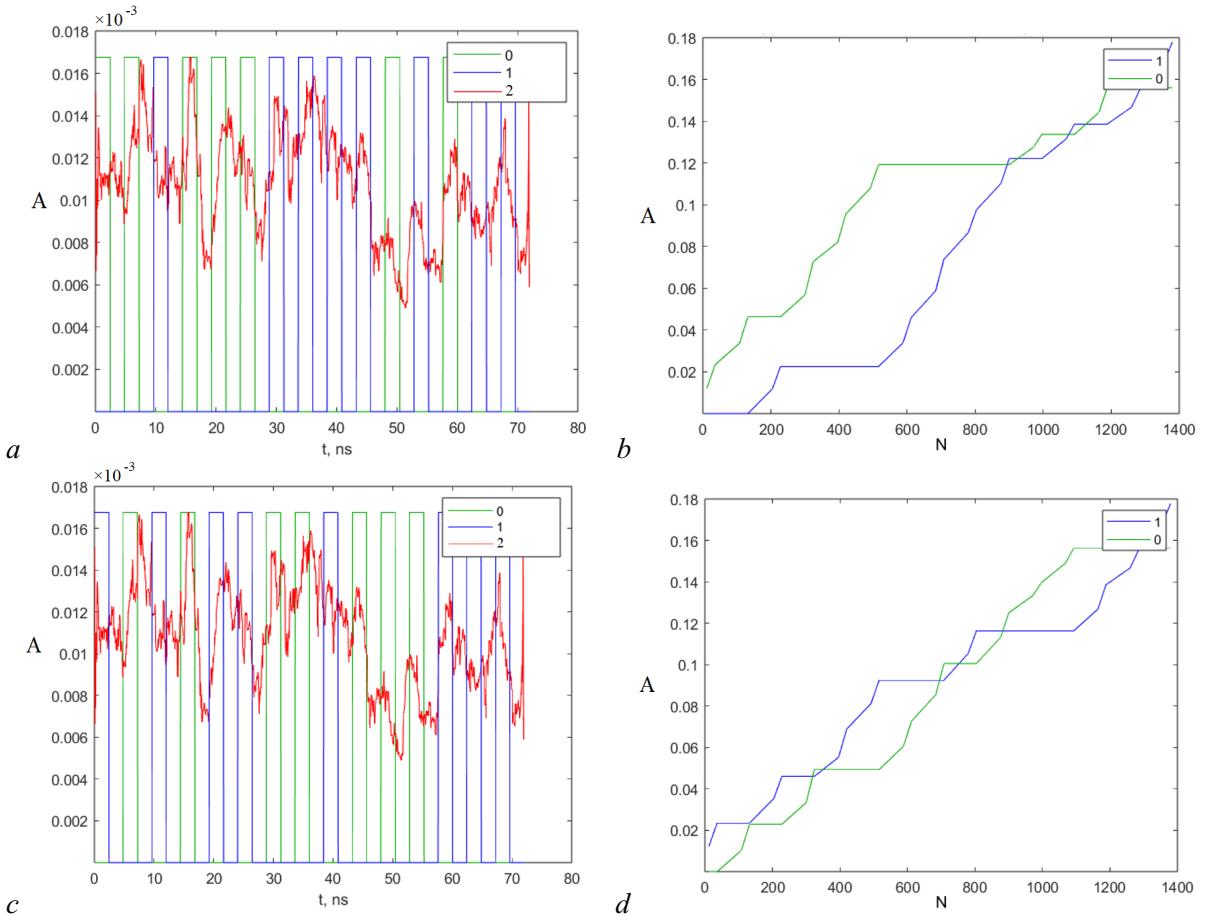


Рис. 8. Разделение сигналов двух пользователей при $\text{SNR} = -11.5 \text{ дБ}$: *a* – принятая огибающая (красный) с зашумленной последовательностью импульсов для «1» (синий) и для «0» (зелёный) для пользователя 1; *b* – принятая огибающая (красный) с зашумленной последовательностью импульсов для «1» (синий) и для «0» (зелёный) для пользователя 2; *c* – уровень корреляции огибающей с зашумленной последовательностью для «1» (синий) и для «0» (зелёный) для пользователя 1; *d* – уровень корреляции огибающей с зашумленной последовательностью для «1» (синий) и для «0» (зелёный) для пользователя 2 (цвет онлайн)

Fig. 8. Separation of signals of two users at $\text{SNR} = -11.5 \text{ dB}$: *a* – received envelope (red) with a noisy pulse sequence for “1” (blue) and for “0” (green) for user 1; *b* – received envelope (red) with a noisy pulse sequence for “1” (blue) and for “0” (green) for user 2; *c* – correlation level of the envelope with a noisy sequence for “1”(blue) and for “0” (green) for user 1; *d* – correlation level of the envelope with a noisy sequence for “1” (blue) and for “0” (green) for user 2 (color online)

Заключение

Предложенная в работе схема передачи информации, использующая в качестве носителя информации последовательности хаотических радиоимпульсов, относится к классу прямохаотических систем. По сравнению с базовой прямохаотической схемой связи (ПХСС), предложенный вариант ПХСС с использованием последовательностей хаотических радиоимпульсов для представления двоичных символов позволяет использовать для организации многоканальной нескольких каналов передачи не только их временное разделение, но также и кодовое разделение. При этом частично реализуется идея когерентной демодуляции сигнала в приемнике.

Важным свойством схемы является также нулевой порог принятия решения на финальной стадии обработки сигнала.

Список литературы

1. Дмитриев А. С., Залогин Н. Н., Иванов В. П. Страницы нашей истории // Защита информации. ИНСАЙД. 2014. № 4(58). С. 85–89.
2. Залогин Н. Н. Динамический хаос в ИРЭ: возникновение и развитие // РЭНСИТ. 2018. Т. 10, № 2. С. 217–234. DOI: 10.17725/rensit.2018.10.217.
3. Залогин Н. Н. Широкополосные хаотические сигналы в радиотехнических и информационных системах. М: Радиотехника, 2006. 205 с.
4. Гуляев Ю. В., Кислов В. Я., Кислов В. В. Новый класс сигналов для передачи информации — широкополосные хаотические сигналы // ДАН. 1998. Т. 359. № 6. С. 750–754.
5. Гуляев Ю. В., Беляев Р. В., Воронцов Г. М., Залогин Н. Н., Калинин В. И., Кальянов Э. В., Кислов В. В., Кислов В. Я., Колесов В. В., Мясин Е. А., Чигин Е. П. Информационные технологии на основе динамического хаоса для передачи, обработки, хранения и защиты информации // РЭ. 2003. Т. 48. № 10. С. 1157–1185.
6. Котельников В. А. Сигналы с максимальной и минимальной вероятностями обнаружения // РЭ. 1959. Т. 4, № 3. С. 354–358.
7. Харкевич А. А. Передача сигналов модулированных шумом // Электросвязь. 1957. № 11. С. 42–46.
8. Петрович Н. Т., Размахнин М. К. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Советское радио, 1969. 232 с.
9. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
10. Дмитриев А. С., Кяргинский Б. Е., Максимов Н. А., Панас А. И., Старков С. О. Перспективы создания прямохаотических систем связи в радио и СВЧ диапазонах // Радиотехника. 2000. № 3. С. 9–20.
11. Дмитриев А. С., Панас А. И., Старков С. О., Андреев Ю. В., Кузьмин Л. В., Кяргинский Б. Е., Максимов Н. А. Способ передачи информации с помощью хаотических сигналов // Патент РФ № 2185032 С2 Российская Федерация, МПК H04K1/00, H04L9/00, H04B1/02: заявл. 06.10.2000: опубл. 10.07.2002. Заявитель: Дмитриев А.С. 16 с.
12. Дмитриев А. С., Кяргинский Б. Е., Панас А. И., Старков С. О. Прямохаотические схемы передачи информации в сверхвысокочастотном диапазоне // РЭ. 2001. Т. 46, № 2. С. 224–233.
13. Dmitriev A. S., Kyarginsky B. Ye., Panas A. I., Starkov S. O. Experiments on direct chaotic communications in microwave band // Int. J. Bifurc. Chaos. 2003. Vol. 13, no. 6. P. 1495–1507. DOI: 10.1142/S0218127403007345.
14. Kocarev L., Halle K. S., Eckert K., Chua L., Parlitz U. Experimental demonstration of secure communications via chaotic synchronization // Int. J. Bifurc. Chaos. 1992. Vol. 2, no. 3. P. 709–713. DOI: 10.1142/S0218127492000823.
15. Parlitz U., Chua L., Kocarev L., Halle K., Shang A. Transmission of digital signals by chaotic synchronization // Int. J. Bifurc. Chaos. 1992. Vol. 2, no. 4. P. 973–977. DOI: 10.1142/S0218127492000562.
16. Cuomo K., Oppenheim A. Circuit implementation of synchronized chaos with applications to communications // Phys. Rev. Lett. 1993. Vol. 71, no. 1. P. 65–68. DOI: 10.1103/PhysRevLett.71.65.
17. Бельский Ю. Л., Дмитриев А. С. Передача информации с использованием детерминированного хаоса // Радиотехника и электроника. 1993. Т. 38, № 7. С. 1310–1315.
18. Волковский А. Р., Рульков Н. В. Синхронный хаотический отклик нелинейной системы передачи информации с хаотической несущей // Письма в ЖТФ. 1993. Т. 19, № 3. С. 71–75.
19. Dedieu H., Kennedy P., Hasler M. Chaos shift keying: modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronizing Chua's circuits // IEEE Trans. Circuits and Systems. 1993. Vol. 40, no. 10. P. 534–642. DOI: 10.1109/82.246164.

20. Halle K. S., Wu C. W., Itoh M., Chua L. O. Spread spectrum communications through modulation of chaos // Int. J. Bifurc. Chaos. 1993. Vol. 3, no. 2. P. 469–477. DOI: 10.1142/S0218127493000374.
21. Дмитриев А. С., Панас А. И., Старков С. О. Эксперименты по передаче музыкальных и речевых сигналов с использованием динамического хаоса // Препринт ИРЭ РАН. 1994. № 12(800).
22. Dmitriev A. S., Panas A. I., Starkov S. O. Experiments on speech and music signals transmission using chaos // Int. J. Bifurc. Chaos. 1995. Vol. 5, no. 3. P. 371–376. DOI: 10.1142/S0218127495000910.
23. Дмитриев А. С., Панас А. И. Динамический хаос. Новые носители информации для систем связи. М.: Физматлит, 2002. 251 с.
24. Lau F. C. M., Tse C. K. Chaos-Based Digital Communication Systems. Berlin: Springer, 2003. 228 p. DOI: 10.1007/978-3-662-05183-2.
25. Kaddoum G. Wireless chaos based communication systems: a comprehensive survey // IEEE Access. 2016. Vol. 4. P. 2621–2648. DOI: 10.1109/ACCESS.2016.2572730.
26. Barker R. H. Group synchronizing of binary digital system // In: Communication Theory. London: Butterworth, 1953. P. 273–287.
27. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: МИР, 1990. 584 с.

References

1. Dmitriev AS, Zalgin NN, Ivanov VP. Pages of our history. Information protection. INSIDE. 2014;(4(58)):85–89. (in Russian).
2. Zalgin NN. Dynamic chaos in IRE: The emergence and development. RENSIT. 2018;10(2): 217–234. DOI: 10.17725/rensit.2018.10.217.
3. Zalgin NN. Wideband Chaotic Signals in Radio Engineering and Information Systems. M.: Radiotekhnika; 2006. 205 p. (in Russian).
4. Gulyaev YuV, Kislov VY, Kislov VV. New class of signals for information transmission – broadband chaotic signals. Doklady Physics 1998;359(6):750–754.
5. Gulyaev YuV, Belyaev RV, Vorontsov GM, Zalgin NN, Kalinin VI, Kalyanov EV, Kislov VV, Kislov VY, Kolesov VV, Myasin EA, Chigin EP. Information technologies based on dynamic chaos for transmission, processing, storage and protection of information. J. Commun. Technol. Electron. 2003;48(10):1157–1185.
6. Kotel'nikov VA. Signals with maximum and minimum detection probability. Radio Engineering and Electronics. 1959;4(3):354–358.
7. Kharkevich AA. Transmission of signals by modulated noise. Electrocommunication. 1957;(11): 42–46.
8. Petrovich NT, Razmakhnin MK. Communication systems with noise-like signals. Moscow: Sovetskoe Radio; 1969. 232 p.
9. Varakin LE. Communication Systems with Noise-Like Signals. M.: Radio i Svyaz'; 1985. 384 p.
10. Dmitriev AS, Kyarginsky BE, Maksimov NA, Panas AI, Starkov SO. Prospects for the creation of direct chaotic communication systems in radio and microwave ranges. Radio Engineering. 2000;(3):9–20. (in Russian).
11. Dmitriev AS, Panas AI, Starkov SO, Andreev YV, Kuzmin LV, Kyarginsky BE, Maksimov NA. Method of transmitting information using chaotic signals. Patent No. 2185032 C2 Russian Federation, IPC H04K1/00, H04L9/00, H04B1/02: appl. 06.10.2000: publ. 10.07.2002. Assignee: Dmitriev AS. 16 p. (in Russian).
12. Dmitriev AS, Kyarginsky BE, Panas AI, Starkov SO. Directly chaotic schemes of information transmission in the microwave range. J. Commun. Technol. Electron. 2001;46(2):224–233.

13. Dmitriev AS, Kyarginsky BYe, Panas AI, Starkov SO. Experiments on direct chaotic communications in microwave band. *Int. J. Bifurc. Chaos.* 2003;13(6):1495–1507. DOI: 10.1142/S0218127403007345.
14. Kocarev L, Halle KS, Eckert K, Chua L, Parlitz U. Experimental demonstration of secure communications via chaotic synchronization. *Int. J. Bifurc. Chaos.* 1992;2(3):709–713. DOI: 10.1142/S0218127492000823.
15. Parlitz U, Chua L, Kocarev L, Halle K, Shang A. Transmission of digital signals by chaotic synchronization. *Int. J. Bifurc. Chaos.* 1992;2(4):973–977. DOI: 10.1142/S0218127492000562.
16. Cuomo K, Oppenheim A. Circuit implementation of synchronized chaos with applications to communications. *Phys. Rev. Lett.* 1993;71(1):65–68. DOI: 10.1103/PhysRevLett.71.65.
17. Belsky YuL, Dmitriev AS. Information transmission using deterministic chaos. *J. Commun. Technol. Electron.* 1993;38(7):1310–1315.
18. Volkovskiy AR, Rulkov NV. Synchronous chaotic response of a nonlinear information transmission system with a chaotic carrier. *Tech. Phys. Lett.* 1993;19(3):71–75.
19. Dedieu H, Kennedy P, Hasler M. Chaos shift keying: modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronizing Chua's circuits. *IEEE Trans. Circuits and Systems.* 1993;40(10):534–642. DOI: 10.1109/82.246164.
20. Halle KS, Wu CW, Itoh M, Chua LO. Spread spectrum communications through modulation of chaos. *Int. J. Bifurc. Chaos.* 1993;3(2):469–477. DOI: 10.1142/S0218127493000374.
21. Dmitriev AS, Panas AI, Starkov SO. Experiments on the transmission of musical and speech signals using dynamic chaos. Preprint of IRE RAS. 1994. no. 12 (800).
22. Dmitriev AS, Panas AI, Starkov SO. Experiments on speech and music signals transmission using chaos. *Int. J. Bifurc. Chaos.* 1995;5(3):371–376. DOI: 10.1142/S0218127495000910.
23. Dmitriev AS, Panas AI. Dynamic Chaos. New Information Carriers for Communication Systems. M.: Fizmatlit; 2002. 251 p.
24. Lau FCM, Tse CK. Chaos-Based Digital Communication Systems. Berlin: Springer; 2003. 228 p. DOI: 10.1007/978-3-662-05183-2.
25. Kaddoum G. Wireless chaos based communication systems: a comprehensive survey. *IEEE Access.* 2016;4:2621–2648. DOI: 10.1109/ACCESS.2016.2572730.
26. Barker RH. Group synchronizing of binary digital system. In: *Communication Theory.* London: Butterworth; 1953. P. 273–287.
27. Lawrence Marple Jr. *Digital Spectral Analysis.* N.Y.: Dover Publications; 2019. 432 p.



Дмитриев Александр Сергеевич — окончил факультет общей и прикладной физики Московского физико-технического института (1971). Кандидат физико-математических наук по специальности «Радиофизика» (1974), доктор физико-математических наук по специальности «Радиофизика» (1988), профессор (1995). Заведующий отделом статистической радиофизики и главный научный сотрудник в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. Область научных исследований и разработок: информационные и коммуникационные технологии на основе динамического хаоса. Автор и соавтор более 250 статей в журналах, 9 монографий, более 25 патентов и авторских свидетельств. Дважды Лауреат Премии Совета Министров СССР. Заслуженный радиотехник Российской Федерации.

Россия, 126009 Москва, ул. Моховая, 11, корп. 7
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
E-mail: chaos@cplire.ru
ORCID: 0000-0002-9187-8016
AuthorID (eLibrary.Ru): 5128



Рыжов Антон Игоревич — родился (1986) в Москве, Россия. Окончил Московский физико-технический институт (2010). Защитил диссертацию на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук в области радиофизики (2016). Старший научный сотрудник лаборатории информационных и коммуникационных технологий на основе динамического хаоса в Институте радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва. Автор более 40 публикаций.

Россия, 126009 Москва, ул. Моховая, 11, корп. 7
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
E-mail: mef.box@gmail.com
ORCID: 0000-0001-6725-7984
AuthorID (eLibrary.Ru): 746678



Ицков Вадим Викторович — родился (1987) в Гомеле, Республика Беларусь. Окончил Московский физико-технический институт (2014) со званием магистр в области прикладной физики и математики. Младший научный сотрудник лаборатории информационных и коммуникационных технологий на основе динамического хаоса в Институте радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН. Автор более 20 публикаций.

Россия, 126009 Москва, ул. Моховая, 11, корп. 7
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
E-mail: vadim.itskov@phystech.edu
ORCID: 0000-0001-9154-6401



Лазарев Вадим Анатольевич — родился (1985) в Москве. Окончил Московский физико-технический институт (2009). Защитил диссертацию на соискание кандидата физико-математических наук в области радиофизики (2013). Инженер-электронщик в Яндексе. Автор более 20 публикаций.

Россия, 126009 Москва, ул. Моховая, 11, корп. 7
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
E-mail: dilvishya@gmail.com



Известия высших учебных заведений. Прикладная нелинейная динамика. 2025. Т. 33, № 5
Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5)

Article

DOI: 10.18500/0869-6632-003176

Memristor-based chaotic dynamical model for generating electrocardiogram signal

E. E. Kopets, V. G. Rybin, O. V. Vasilchenko, K. A. Kurtova,
T. I. Karimov, A. I. Karimov, D. N. Butusov[✉]

St. Petersburg Electrotechnical University “LETI”, Russia

E-mail: eekopets@etu.ru, vgrybin@etu.ru, ovvasilchenko@etu.ru, kakurtova@stud.etu.ru,
tikarimov@etu.ru, aikarimov@etu.ru, dnbatusov@etu.ru

Received 15.04.2025, accepted 29.04.2025, available online 30.04.2025, published 30.09.2025

Abstract. The purpose of this study is to create a phenomenological model of the human electrocardiogram based on the McSharry model and to achieve a plausible distribution of interpeak intervals between individual heartbeats. **Methods.** This paper presents an advanced approach to synthetic ECG generation using a modified McSharry model. We used chaotic dynamics instead of conventional pseudorandom number generators to better represent the variability in ECG dynamical parameters, such as interpeak intervals. A fourth-order circuit equation with a memristor is introduced as a chaos generator. By adjusting the parameters of this system, one can vary the range of peak parameters in the synthetic ECG. The proposed ECG generator can be implemented as a computer model or as an analog circuit, depending on the application requirements. **Results.** The experimental investigation of generated synthetic signals with time-domain waveforms, phase portraits, and RR tachograms' analysis demonstrated a good correspondence between the synthetic and real ECGs. It is shown that the modified ECG generation approach provides a reasonably realistic and robust method for simulating synthetic ECG signals. **Conclusion.** The reported solution possesses many possible applications such as the calibration of medical cardiographs, medical education, and machine learning models for ECG analysis.

Keywords: memristor, synthetic electrocardiogram, ECG simulation, nonlinear systems, chaos.

Acknowledgements. This study was supported by the Russian Science Foundation (RSF), project 23-71-01084.

For citation: Kopets EE, Rybin VG, Vasilchenko OV, Kurtova KA, Karimov TI, Karimov AI, Butusov DN. Memristor-based chaotic dynamical model for generating electrocardiogram signal. Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5):691–708. DOI: 10.18500/0869-6632-003176

This is an open access article distributed under the terms of Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Хаотический генератор электрокардиограммы на основе электронной цепи с мемристором

*E. E. Konec, V. G. Rybin, O. V. Vasильченко, K. A. Куртова,
T. I. Каримов, А. И. Каримов, Д. Н. Бутусов[✉]*

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», Россия

E-mail: eekopets@etu.ru, vgrybin@etu.ru, ovvasilchenko@etu.ru, kakurtova@stud.etu.ru,
tikarimov@etu.ru, aikarimov@etu.ru, dnbutusov@etu.ru

Поступила в редакцию 15.04.2025, принята к публикации 29.04.2025,
опубликована онлайн 30.04.2025, опубликована 30.09.2025

Аннотация. Целью данного исследования является создание феноменологической модели электрокардиограммы человека на основе модели МакШерри и достижение правдоподобного распределения межпиковых интервалов между отдельными сердечными сокращениями. **Методы.** В данной статье представлен передовой подход к генерации синтетической электрокардиограммы с использованием модифицированной модели МакШерри. Мы использовали хаотическую динамику вместо обычных генераторов псевдослучайных чисел для лучшего представления изменчивости динамических параметров электрокардиограммы, таких как межпиковые интервалы. В качестве генератора хаоса представлено уравнение цепи четвертого порядка с мемристором. Регулируя параметры этой системы, можно изменять диапазон пиковых параметров в синтетической электрокардиограмме. Предложенный генератор ЭКГ может быть реализован как компьютерная модель или как аналоговая схема в зависимости от требований приложения. **Результаты.** Экспериментальное исследование сгенерированных синтетических сигналов с временными формами волн, фазовыми портретами и анализом тахограмм продемонстрировало хорошее соответствие между синтетическими и реальными электрокардиограммами. Показано, что модифицированный подход к генерации электрокардиограммы обеспечивает достаточно реалистичный и надежный метод моделирования синтетических сигналов электрокардиограммы. **Заключение.** Представленное решение имеет множество возможных применений, таких как калибровка медицинских кардиографов, медицинское образование и модели машинного обучения для анализа электрокардиограммы.

Ключевые слова: мемристор, синтетическая электрокардиограмма, моделирование электрокардиограммы, нелинейные системы, хаос.

Благодарности. Исследование поддержано Российским научным фондом (РНФ), проект 23-71-01084.

Для цитирования: Kopets E. E., Rybin V. G., Vasylchenko O. V., Kurtova K. A., Karimov T. I., Karimov A. I., Butusov D. N. Memristor-based chaotic dynamical model for generating electrocardiogram signal [Konec E. E., Rybin V. G., Vasylchenko O. V., Kurtova K. A., Karimov T. I., Karimov A. I., Butusov D. N. Хаотический генератор электрокардиограммы на основе электронной цепи с мемристором] // Известия вузов. ПНД. 2025. Т. 33, № 5. С. 691–708. DOI: 10.18500/0869-6632-003176. EDN: UZATFJ

Статья опубликована на условиях Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Introduction

Developing mathematical and computer models of physically motivated signal sources is an important task in modern science and technology. Such models can be used to generate augmented data for machine learning [1], better analyze the underlying dynamics of the investigated process [2], be implemented in devices for testing data acquisition hardware, and in many other applications. Developing a model of a real-world signal source is quite a challenging problem, as real systems are often nonlinear, non-stationary, and have high dimensionality, making it difficult to account for all their characteristics in the model. Furthermore, real signals are often noisy, additionally complicating the acquisition of all relevant features for simulation.

*Конец Е. Е., Рыбин В. Г., Васильченко О. В., Куртова К. А.,
Каримов Т. И., Каримов А. И., Бутусов Д. Н.
Известия вузов. ПНД, 2025, т. 33, № 5*

Biological systems are among the most complicated systems to model. They are multi-component, and each component depends on the others, but often the structure of their links is only known in general terms. Models of biological data sources can rarely be simplified to stationary systems without a serious loss of generality. Often, they reproduce the dynamics correctly during small periods of time. Also, biological signals are difficult in technical implementation due to their sharp-peaked shape, presence of non-stationary noise, and weakly detectable dependencies of many internal and external factors.

One of the most important biological signals that require modeling is the electrocardiogram (ECG). Electrocardiography is a common method of heart diagnosis in modern cardiology [3]. The ECG records the electrical potentials generated during heart activity. Researchers have proposed various models for generating synthetic biological data for training medical personnel or augmented data for deep learning [4, 5]. The ECG model is also useful for filtering real ECG data using the extended Kalman filter [6]. For example, in the study [7] a microcontroller-based circuit was proposed to simulate an electrical signal from the heart. An important application of the ECG model is the test of cardiographs using a synthetic signal. In addition, electronic implementations on the ECG generators can be used for verification and calibration of the other medical instruments, as well as for conducting clinical studies and experiments at laboratories and for training medical personnel. The emergence of new circuit elements, such as memristors, could enable the implementation of many analog biomedical devices with simple and reliable circuitry in the near future [8].

There are several models known to simulate the ECG signal. The well-known model by P. E. McSharry et al. [9] and its modifications are currently in broad use. This model consists of a harmonic oscillator and a modulator that converts the phase of the harmonic oscillation into an ECG waveform [9, 10]. To convert the phase, the modulator uses a sum of Gaussian functions, each corresponding to one peak of the ECG signal. The disadvantage of this model is that it is purely phenomenological, i.e. it reproduces the ECG waveform without accounting for the internal dynamics of the heart. A more complex approach is based on modeling the heart as a system of coupled oscillators. Early examples of this approach include a model proposed by B. van der Pol and J. van der Mark, which used coupled neon lamp oscillators to simulate pacemaker signals [11]. A more detailed version of such a model was described in [12, 13]. However, even this complex approach, which requires selecting a significantly larger number of parameters—many of which can only be indirectly estimated from the ECG signal—provides only a first approximation to the real dynamics. In both cases, small deviations in ECG parameters, such as inter-peak interval variability, are modeled through empirical random distributions or the normal distribution [9], which can be a rather rough approximation. At the same time, as shown three decades ago [14], rhythm variability can be caused by chaotic rather than stochastic dynamics, and more recent work confirms this assumption, at least for some pathological conditions [15, 16].

Therefore, it seems reasonable to propose a phenomenological model since such models are easy to synthesize and set up while providing the necessary variability in signal parameters through an incorporated chaotic oscillator. This would allow for adjustment not only of the dispersion of parameters but also of the degree of their non-linear connection. An additional advantage of such a model would be its simple implementation as an analog electronic circuit.

The main contributions of this work are as follows. First, a modification of the McSharry ECG model is proposed, which uses a memristor-based chaos generator instead of a harmonic oscillator, and allows reproducing the variability of the PQRST complex not by exploiting a random number generator but via mimicking natural dynamical variability. Then, bifurcation diagrams are constructed to indicate chaotic oscillator parameters at which specific dispersions of signal parameters can be obtained. It is shown that the reconstruction of the governing oscillator of a real ECG signal resembles

the dynamics of the proposed chaotic oscillator in the plane of phase variables y, z . Second, a novel algorithm for adjusting the ECG shape modulator based on Gaussian functions is proposed, taking into account the unevenness of the phase change in the chaotic oscillator. Thirdly, a possible analog circuit implementation of the proposed ECG generator is suggested.

Detailed investigation of the proposed model shows that it can generate signals with a plausible dispersion of parameters, as confirmed by using the RR tachogram.

1. Related works

One of the most known dynamical models for generating synthetic ECG signals is the model proposed by P. E. McSharry et al. [9]. This versatile model is represented by a system of three ordinary differential equations (1) and can produce a trajectory around an attractive limit cycle in a three-dimensional phase space. Each revolution of the trajectory corresponds to one heartbeat. The model can be transformed into a polar coordinate system, after which the first equation can be omitted. In a study by R. Sameni et al. [6], the authors developed an extended Kalman filter for filtering ECG signals based on the modified two-dimensional model.

The McSharry model is often used to evaluate the performance of noise reduction and waveform detection algorithms, as well as to model pathological signals. In particular, J.T. Shey et al. [17] use the McSharry model to generate synthetic signals with different noise levels to test a real-time ECG signal processing system. D. Kicmerova [18] describes a method for determining the initial parameters of the McSharry model to simulate ECG appearance during arrhythmia.

Another analytical method for generating signals is based on a combination of elementary trigonometric functions and a linear function [19]. Although the proposed model allows precise control of the signal type, it is difficult to use due to the large number of parameters and requires different model variations depending on the desired wave frequency.

In 1928, B. van der Pol and J. van der Mark [11] presented a model of heart rhythms based on an electrical circuit. The generation method involves three coupled oscillatory systems consisting of a resistor, a capacitor, and a nonlinear element – a neon lamp. However, the proposed model was only a rough approximation of how the heart actually functions. Later, S. R. Gois et al. [13], as well as E. Ryzhii and M. Ryzhii [12], developed their own versions of improved models of heart rhythm dynamics using three nonlinear oscillators.

Recently, the possibility of using machine learning to generate synthetic ECG signals has been explored. For example, E. Adib et al. [20] compared two diffusion models, with the WGAN-GP (Wasserstein Generative Adversarial Networks with Gradient Penalty) model generating signals closest to real data. Another study [21] describes an approach to generating synthetic ECGs based on generative adversarial networks to anonymize medical data. Yong Xia et al. [22] compared models for ECG generation based on GAN(Generative Adversarial Networks) and VAE (Variational Auto-Encoder). The study showed that using the VAE model makes the ECG generator more accurate and diverse compared to the GAN model. These methods can create realistic synthetic signals but require a large set of real ECG data and careful processing.

There are other methods for modeling ECG signals. S. Swain et al. [23] proposed an interacting multiple model (IMM)-based scheme that helps dynamically model and estimate the ECG signal. The proposed model can adapt to various morphological representations and does not require user-specific parameters. Another approach described by A. Mishra et al. [24] utilizes the parametric cubic spline approach to construct smooth and continuous curves through a set of control points. The advantages of this approach include smoothness, accuracy, and low computational complexity.

Another technique for acquiring large samples of ECG signals was proposed in a conference paper by K. Vo [25]. The authors used photoplethysmography (PPG) data to construct an ECG signal. To achieve this transformation, a GAN-based network was developed. A similar idea is described by X. Yuan et al. [26], although the method for acquiring ECG information from PPG differs. V. Kuznetsov et al. [27] proposed a method for generating a signal of one cardiac cycle using a variational autoencoder. Reducing the number of features helps lower the computational complexity and model design.

2. Materials and Methods

2.1. Synthetic ECG model. The ECG signal is calculated as the potential difference between two electrodes located on the surface of the human skin. The typical ECG cycle consists of five waves: P, Q, R, S, T (Fig. 1, a). The P wave represents the process of atrial myocardial depolarization, the QRS complex reflects ventricular depolarization, and the ST complex and the T wave separately reflect the processes of ventricular myocardial repolarization.

The McSharry model of the ECG is defined by a system (1) of three ordinary differential equations (ODEs). It generates a trajectory in a three-dimensional phase space. The first two equations generate

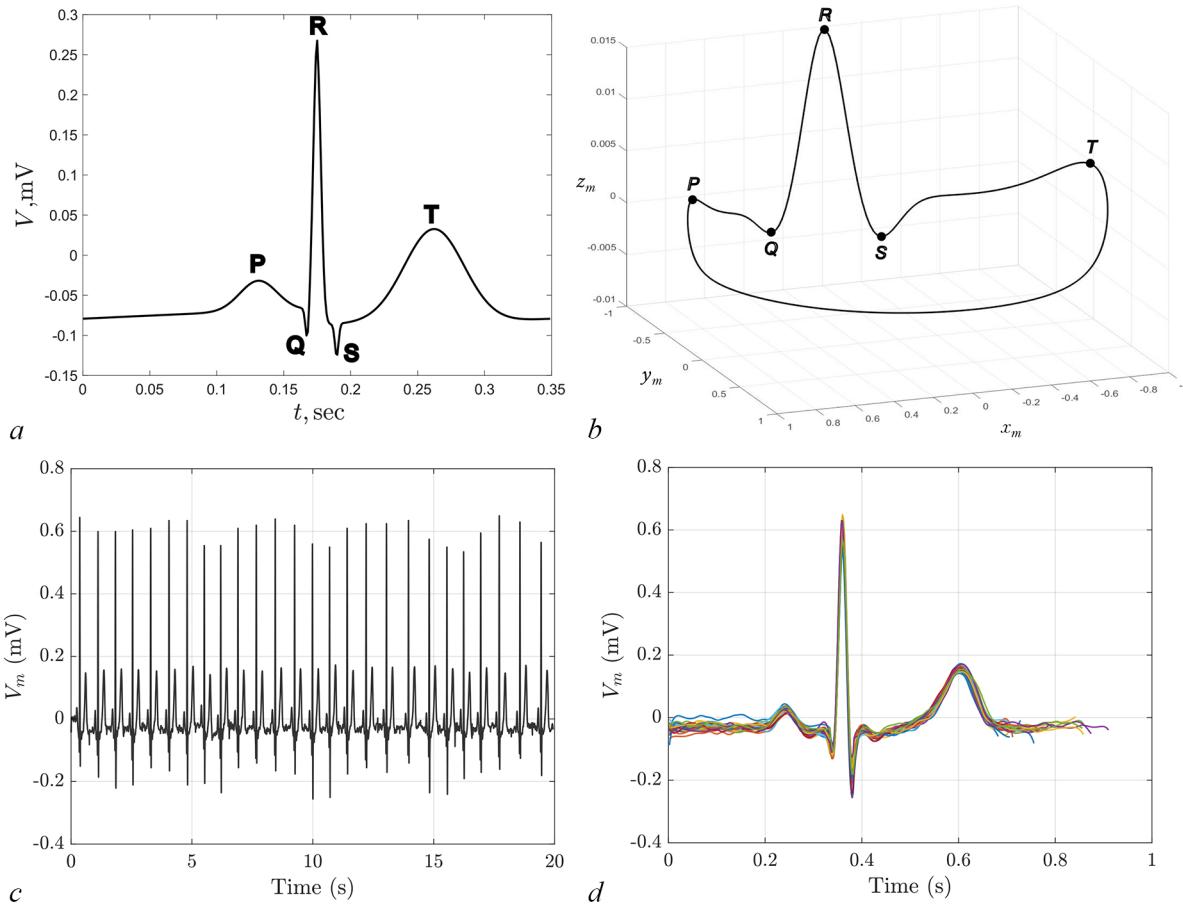


Fig. 1. ECG oscillations related to the R peak: *a* — The one oscillation of ECG, *b* — Phase space of the McSharry model, *c* — ECG signal waveform of real data, *d* — Individual ECG signal samples superimposed on each other at the R peak point (color online)

a limit cycle, and the third equation generates one period of a heartbeat. Each revolution of the limit cycle corresponds to one RR interval or heartbeat.

The model is described by the following ODEs with variables x_m, y_m, z_m (index m here stands for “the McSharry model”):

$$\begin{aligned}\dot{x}_m &= (1 - \sqrt{x_m^2 + y_m^2}) x_m - w y_m, \\ \dot{y}_m &= (1 - \sqrt{x_m^2 + y_m^2}) y_m + w x_m, \\ \dot{z}_m &= - \sum_{i \in \{P, Q, R, S, T\}} a_i \Delta \theta_i \exp\left(-\frac{\Delta \theta_i^2}{2b_i^2}\right) - (z - z_0),\end{aligned}\quad (1)$$

where $\Delta \theta_i = (\theta - \theta_i) \bmod 2\pi$, $\theta = \text{atan}2(y_m, x_m)$ (phase variable for the ECG model), where $-\pi \leq \text{atan}2(y_m, x_m) \leq \pi$, and w is the angular velocity of the trajectory equal to $\frac{2\pi}{T}$, T is the period of one oscillation. The breathing trend is added using the formula:

$$z_0 = A \sin(2\pi f_2 t),$$

where f_2 is the respiratory rate and A is the amplitude. The values of a_i, b_i and θ_i are selected depending on the signal for each of the peaks P, Q, R, S, T . The parameter a_i is directly proportional to the signal amplitude, b_i is the width of the selected Gaussian function, and the parameter θ_i is the position of the peak on the θ axis. Typical values of the parameters are given in the table 1. By changing the parameters of the model, it is possible to achieve any dynamics associated with the positions of the peaks of the PQRST complex. For example, shifting the peak P to the peak T will correspond to the picture of the AB block. In this way, it is possible to expand or narrow the width of any peak or complex using the parameter b_i , shorten or increase the amplitude by varying the parameter a_i and change the positions of the peaks using the parameter θ_i .

Table 1. Parameters of the model (1)

	P	Q	R	S	T
θ_i	$-\frac{\pi}{3}$	$-\frac{\pi}{12}$	0	$\frac{\pi}{12}$	$\frac{\pi}{2}$
a_i	1.2	-5	30	-7.5	0.75
b_i	0.25	0.1	0.1	0.1	0.4

One of the important features calculated from the ECG signal for analysis is the RR interval, which is closely related to the heart rate. Heart rate variability analysis includes the construction of the RR-tachogram (the ratio of the distance of the previous RR interval to the next). In the McSharry model, changes in the length of RR intervals are included by stochastic changes in angular velocity.

2.2. Real data phase space reconstruction. As seen in Figure 1, *d*, the main peaks of the ECG signal are located in approximately the same places, with only the distance between the T and P peaks changing. This means that the period of each individual oscillation will be slightly different, and therefore the frequency of oscillations will also be different. In the model (1), the frequency of oscillations is modulated by adding a normally distributed component with zero mean to the frequency variable w [9].

To display the real ECG signal in the phase space similarly to how it is presented in the model (1), it is necessary to reconstruct the variables x, y from the data. In the model (1), x_m, y_m represent sine and cosine waves with oscillation period T and together form a unit circle. The third variable z_m is modulated by the harmonic motion of this circle. To make the model relate to nonlinear dynamics, we assume that oscillations with different periods T correspond to different diameters of the circle, resembling chaotic motion.

Algorithm 1: Phase space reconstruction of real ECG data

input : $ECGdata, F_s$

output: x_r, y_r

Determine the positions of R peaks in the signal and divide the signal into individual oscillations (Fig. 1). Number of oscillations = L;

for $i \leftarrow 1..L$ **do**

 1. Determine the positions of the R peaks, and divide the original signal into segments T_i equal to the distance between the R peaks.

 2. Determine the time t_k where $k \in P, Q, R, S, T$ which corresponds to the peaks P, Q, R, S, T respectively;

 3. Calculate the angles $\theta_k = 2\pi t_k$;

 Add the angles corresponding to the beginning and end of the segment: $\theta_0 = 0$ when

$t_0 = 0$ and $\theta_{end} = 2\pi$ when $t_{end} = T_i$

 4. Interpolate the obtained values of t_i and θ_i from 0 to 2π :

$$\alpha = \text{interp1}(t_k, \theta_k, [0 : h : T_i]),$$

 where $h = 1/F_s$

 5. Calculate x and y variables using the formulas:

$$x = T_i \sin \alpha$$

$$y = T_i \cos \alpha$$

 6. Add the resulting arrays to x_r and y_r , respectively.

The Algorithm 1 describes the process of finding the first x_r and second y_r variables for real data, where index r stands for “reconstructed”. First, the positions of the R peaks in the original signal are determined using the *findpeaks()* function from MATLAB. Next, the signal is trimmed so that it starts from the midpoint of the first R peak. Then, the trimmed signal is divided into individual segments of length T_i , each corresponding to the distance between R peaks. After this, the positions of the corresponding peaks P, Q, R, S, T in each segment are determined and the angles θ_k are calculated. The obtained angle values are interpolated in the range from 0 to 2π with a sampling time step of h . The variables x_r and y_r are calculated using the formulas: $x_r = T_i \sin \alpha$, $y_r = T_i \cos \alpha$. This results in two artificially reconstructed variables representing the time domain behavior of the real signal.

In Fig. 2, *a* and *2, b* the phase portraits in variables x, y for the model (1) and the real signal are shown, respectively. In this way, we can visually track how variable the signal frequency is.

2.3. The modified ECG model. The main idea of modifying the existing ECG model is to use a chaotic generator instead of a harmonic generator to obtain a system by varying the parameters of which one can achieve different patterns of peak distribution. In this case, it is advisable to use a hyperchaotic system, because the heart rate regulation system is high-dimensional, and classical third-order systems cannot reproduce the broadband chaos observed in heart rate variability.

One of the promising approaches to developing analog chaotic systems, which are simple from the perspective of circuit engineering, is using memristors. According to the theory proposed by L. Chua, a memristor is the fourth basic circuit element, along with a resistor, a capacitor, and an inductor. Currently, many practical implementations of this element are known, such as the product by the

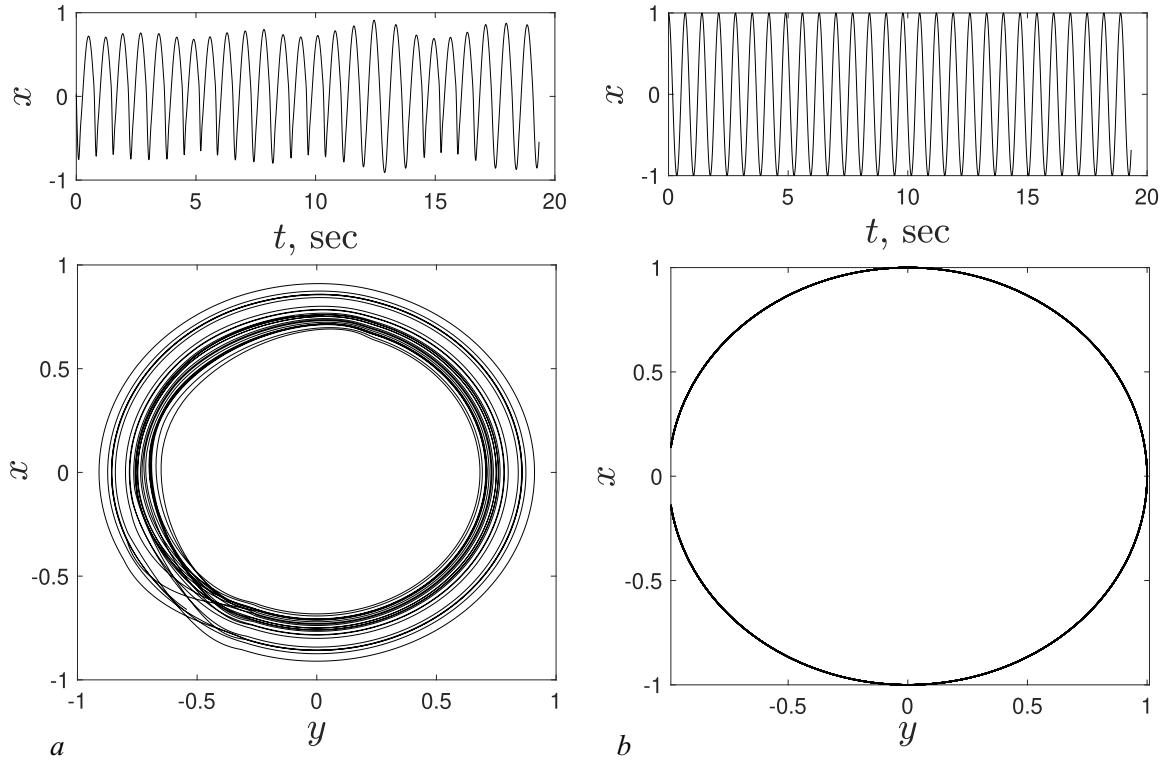


Fig. 2. Variables x, y : a – Reconstructed from real data, b – Received from model (1)

American company Knowm [28]. Although different real memristors have different parameters, a cubic nonlinear model describing the relationship between the flow φ and the charge q can be used as the first approximation:

$$q(\varphi) = m_0\varphi + \frac{m_1}{3}\varphi^3,$$

where m_0, m_1 – parameters of a cubic parabola. After differentiation, this yields

$$M(\varphi) = \frac{dq}{d\varphi} = m_0 + m_1\varphi^2, \quad (2)$$

where $M(\varphi)$ is the memductance.

The four-dimensional memristive electric circuit from [29] was chosen as the phase θ -generator for the ECG model. The Kirchhoff equations for this circuit can be written as

$$\begin{aligned} \dot{V}_{C_1} &= \frac{i_L}{C_1} - \frac{V_{C_1}M(\varphi)}{C_1}, \\ \dot{V}_{C_2} &= -\frac{i_L}{C_2}, \\ \dot{i}_L &= -\left(\frac{V_{C_1}}{L} - \frac{V_{C_2}}{L}\right), \\ \dot{\varphi} &= V_{C_1}. \end{aligned} \quad (3)$$

The circuit consists of four elements in three branches: capacitor C_1 stands in parallel with series connection of C_2 and L , and memristor M . Device described by (2) is an active magnetic flux-controlled memristor (MFCM), which provides energy flow into the circuit. All elements are reactive, and thus form a 4-th order ODE, where the state variables are: the voltages across capacitors V_{C_1} and V_{C_2} , the current through inductive coil i_L , and the magnetic flux ϕ in MFCM. To form circuit equations using Kirchhoff laws, recall that the current through the memristor is defined as $V_M M(\varphi)$, where V_M is the voltage across the memristor.

From (3), after substituting (2) and replacing $V_{C_1} = x$, $V_{C_2} = y$, $i_L = z$, $\varphi = u$, the following system of ordinary differential equations can be obtained:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= -az - ax m_0 - ax m_1 u^2, \\ \dot{y} &= -bz, \\ \dot{z} &= -d(x - y), \\ \dot{u} &= nx,\end{aligned}\tag{4}$$

where $a = \frac{1}{C_1} = 3.75$, $b = \frac{1}{C_2} = 10$, $d = \frac{1}{L} = 1$, $n = -1$, $m_0 = -0.33$, $m_1 = 0.25$ [29]. Six projections of its attractor onto various planes are presented in Fig. 3. This system was chosen because one of its phase portraits (plane yz , Fig. 3, c) represents the distorted circle close to one obtained after reconstruction of the phase plane xy of the McSharry model from data, shown in Fig. 2, a.

For this reason, the modified model will use the variables y and z from (4). We define the oscillator phase as the arctangent of two arguments $\theta = \text{atan2}(z, y)$. The phase of one typical period of this chaotic system is distributed unevenly with respect to time, unlike the phase of the conventional harmonic oscillator (1). Therefore, it is necessary to determine new values for the parameters θ_i, a_i, b_i in the formula (1), which will take into account with uneven phase of the chaotic oscillator and will result in an undistorted appearance of the synthetic ECG signal.

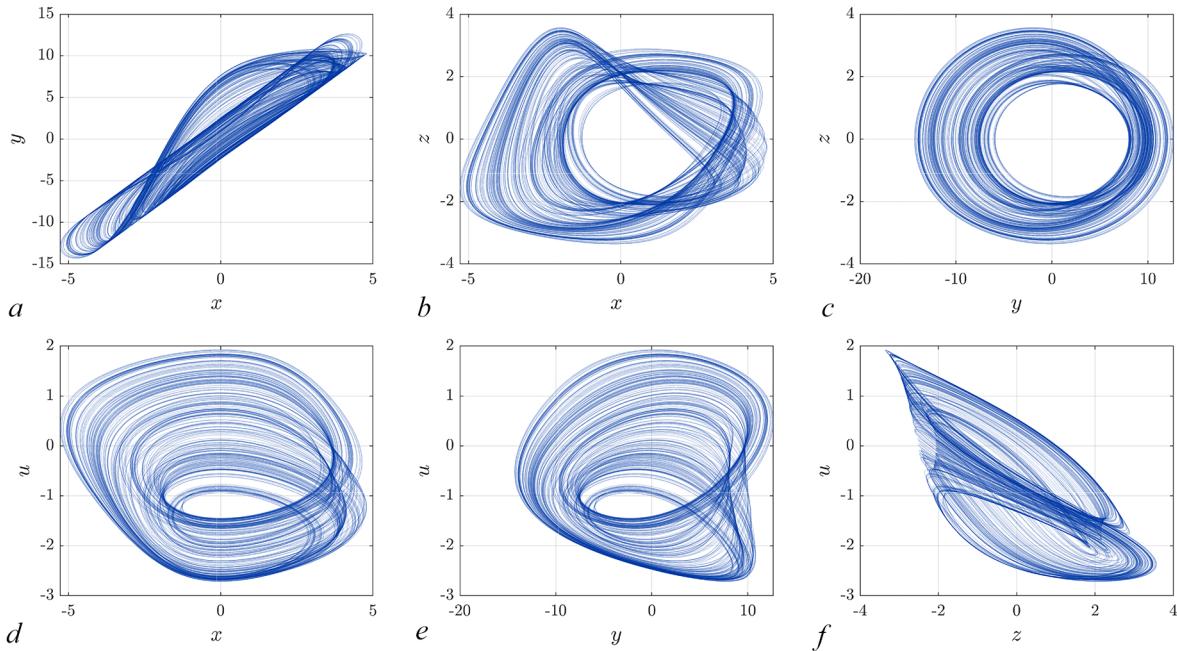


Fig. 3. Phase portraits of a 4-dimensional chaotic memristive system

Algorithm 2: Finding a new formula description for the ECG signal curve

input : y, z, z_m

output: \dot{z}_n

1. Find the phase $\theta = \text{atan}2(z, y)$ for an averaged period of the chaotic system;
2. Approximate the curve (θ, z_m) by the sum of five Gaussian functions:

$$f_s(\theta) = \sum_{i=1}^{n=5} a_i \exp\left(-\frac{\theta - \theta_i^2}{b_i^2}\right),$$

The synthetic ECG signal is a function of $\theta(t)$:

$$z_n(t) = f_s(\theta(t)).$$

3. Differentiate the resulting function $f_s(\theta)$ to obtain the ODE:

$$\begin{cases} \dot{z}_n &= \frac{df_s(\theta)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt}, \\ \frac{df_s(\theta)}{d\theta} &= -\sum_{i=1}^{n=5} a_i \frac{2(\theta - \theta_i)}{b_i^2} \exp\left(-\frac{(\theta - \theta_i)^2}{b_i^2}\right), \\ \frac{d\theta}{dt} &= \frac{-y^2}{y^2 + z^2} \dot{x} + \frac{x}{y^2 + z^2} \dot{y}. \end{cases}$$

Algorithm 2 describes the process of finding the sum of Gaussian functions with new parameters θ_i, a_i, b_i . At the first stage, the values of the phase θ in the intervals from 0 to 2π for the variables y, z are found for an averaged phase (since the signal is chaotic, every period is unique). Then, the curve (θ, z_m) is approximated by the sum of five Gaussian functions using the `cvttool` tool in MATLAB. The resulting function $f_s(\theta)$ with the selected coefficients a_i, b_i, c_i describes the behavior of the variable z_n . However, for the modified model it is necessary to know the equations for \dot{z}_n ; therefore, at the next stage, it is necessary to differentiate the resulting function $f_s(\theta)$ to obtain the final ODE.

The resulting ODEs for the proposed modified ECG model with a chaotic oscillator are as follows:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \mu(-az - axm_0 - axm_1 u^2), \\ \dot{y} &= \mu(-bz), \\ \dot{z} &= \mu(-d(x - y)), \\ \dot{u} &= \mu(nx), \\ \dot{z}_n &= -\sum_{i \in \{P, Q, R, S, T\}} a_i \frac{2(\theta - \theta_i)}{b_i^2} \exp\left(-\frac{(\theta - \theta_i)^2}{b_i^2}\right) \dot{\theta} - (z_n - z_0). \end{aligned} \tag{5}$$

where

$$\begin{aligned} \theta &= \text{atan}2(z, y), \\ \dot{\theta} &= \frac{-z^2}{y^2 + z^2} \dot{y} + \frac{y}{y^2 + z^2} \dot{z}. \end{aligned}$$

The parameter μ is responsible for adjusting the frequency of the chaotic oscillator. The parameter a_i is the amplitude of the i -th peak, θ_i is the position of the peak on the θ axis, and b_i is the width of the peak of the Gaussian function. The parameters a_i, b_i, θ_i for each of the five normal ECG peaks are presented in the table 2. The parameters a, b, d, m_0, m_1, n of the memristor-based chaotic oscillator can be either borrowed from the original publication [29] or selected to achieve the required dynamics, which will be discussed further.

Note that in real engineering practice, it may be more convenient to use not an ODE of the form (5), but to synthesize $z_n(t)$ directly as a sum of Gaussian functions. As an analog generator of Gaussian functions, one of the circuits proposed in the review [30] can be used. To convert y, z to phase, instead of atan2, a phase-sensitive detector should be utilized. A possible block diagram of such an ECG generator is shown in Fig. 4.

From Fig. 4, it becomes obvious that this kind of model is a particular simplified case of the Gaussian radial basis function network, which is often used for biological signals simulation and prediction, including the ECG signal [31].

Table 2. Parameters of the modified ECG model

	P	Q	R	S	T
θ_i	-0.4	-0.045	-0.009	0.07096	1.8
a_i	0.0432	-0.03	0.3955	-0.045	-0.055
b_i	0.063	0.032	0.02063	0.016	1.3

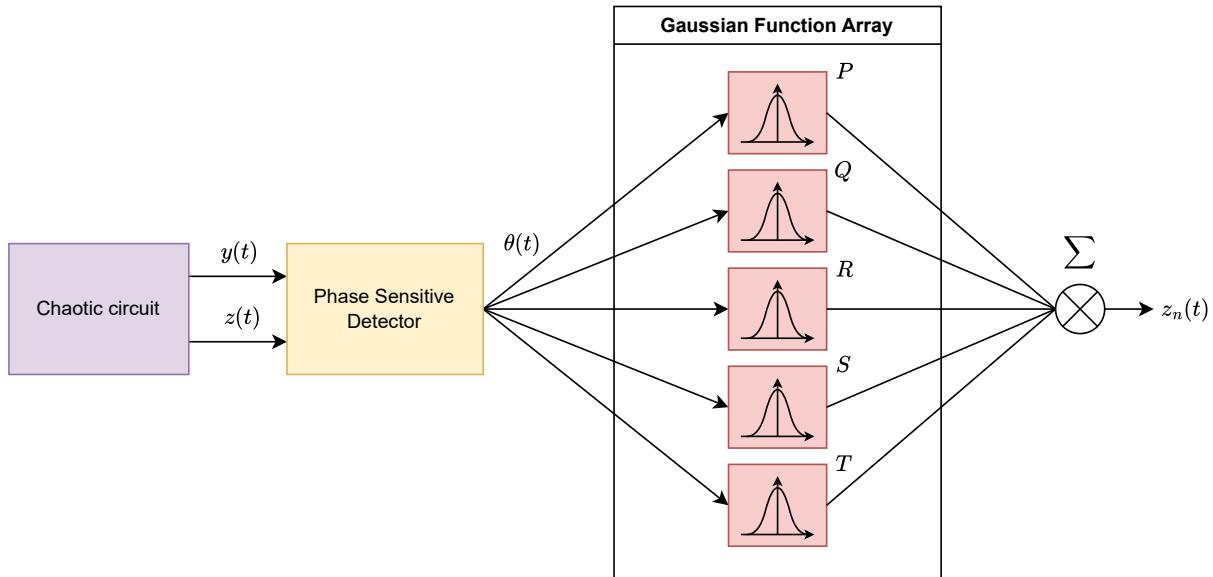


Fig. 4. Structural diagram of an ECG generator based on an analog chaotic circuit with a memristor

3. Results

The generated ECG signal of the proposed model is given in Fig. 5, a. The model (5) is described using five ordinary differential equations, but to display the phase portrait, by analogy with the McSharry model, three variables y, z, z_n were used. The ECG signal was modeled in the MATLAB environment using the variable-order method `ode113`, with an integration step $h = 0.0001$ and initial conditions $[0.01, 0.001, 0, 0, 0.1]$. MATLAB codes for generating synthetic ECG, phase portraits and

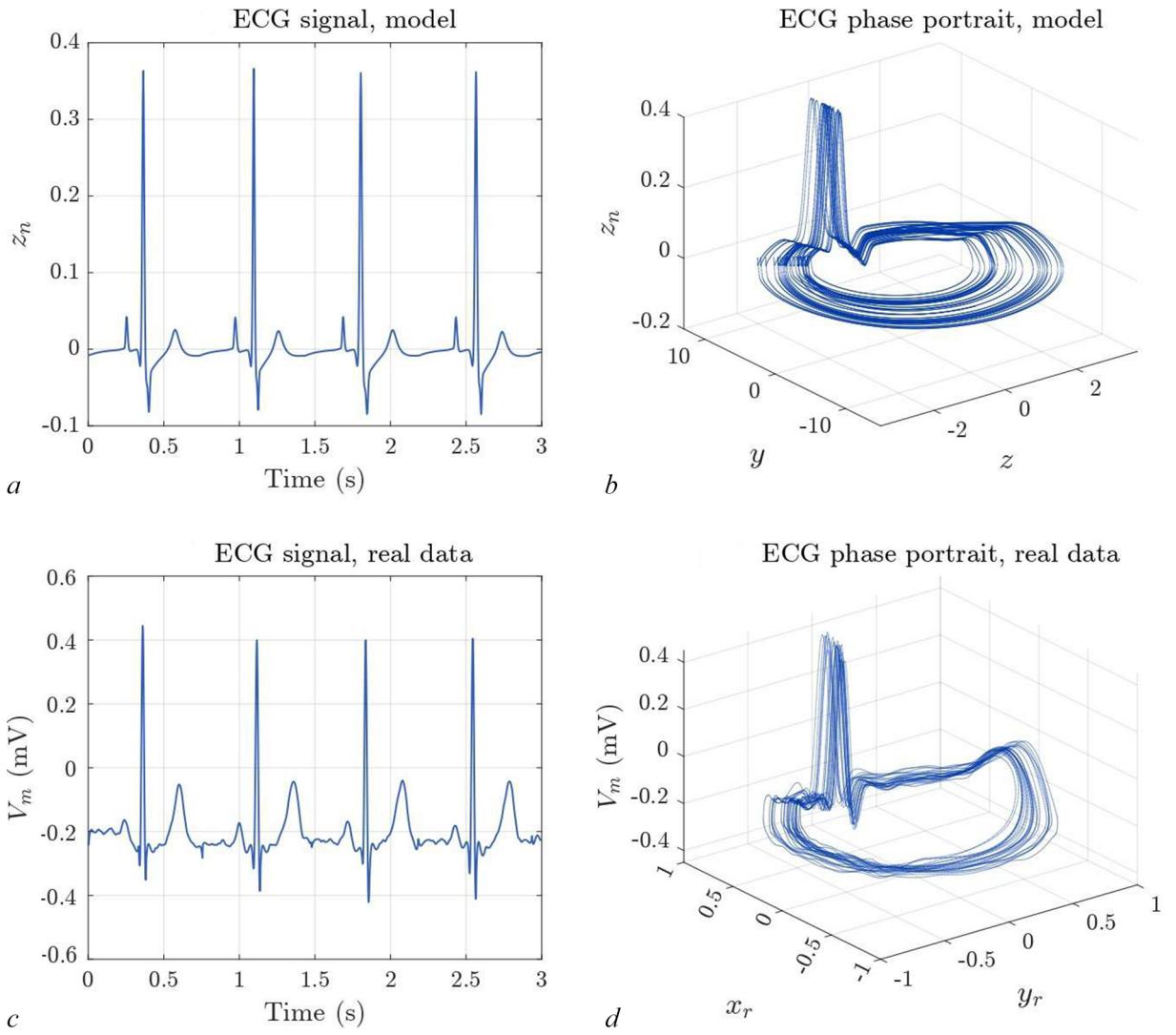


Fig. 5. Synthetic and real data ECG

RR tachograms are available upon request to the authors. Fig. 5 imitate the normal electrocardiogram, however, by changing the parameters a , b , c of the proposed model, it is possible to generate various forms of abnormal electrocardiograms. In this paper, we focused on reproducing the variability of the dynamics of RR peaks, so further in the article we will consider the shape of a normal ECG.

In order to characterize the ECG signal, the RR interval is often used, which is the time between successive R-peaks. The reciprocal of this time interval gives the instantaneous heart rate. One way to visualize the variability of the distance between the R peaks of ECG signal oscillations is to construct RR-tachograms; the variability of these RR intervals can reveal a lot about the patient's condition. Fig. 6 shows RR-tachograms for six healthy patients of different ages and two synthetic sequences generated by the proposed model. The data were taken from the ECG-ID database [32, 33] and represent 20-second ECG records with post-processing for noise and trend removal. The characteristics of the records used are given in Table 3.

The sampling rate is 500 ticks per second. By varying the parameter μ , the RR tachogram distribution can be shifted along the diagonal: with an increase in the parameter, the distribution will shift down the diagonal, and with a decrease, it will shift up. Two synthetic ECG signals were generated:

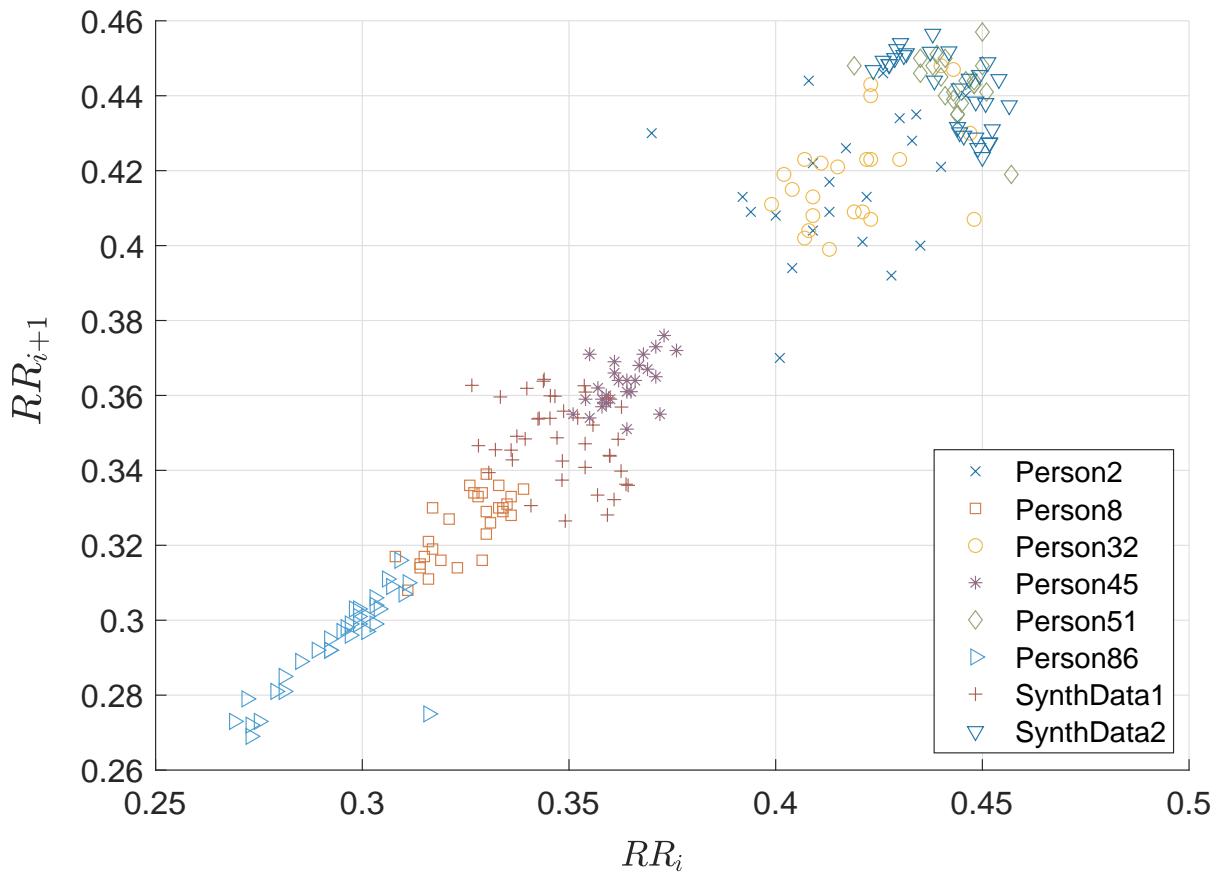


Fig. 6. RR-tachograms of different patients

both with the standard parameters for the model given below the equation (4), but in the first sequence (*Synth₁*), the parameter $a = 4$, and for the second $a = 3.75$. As one can see from Fig. 6, the dispersion of distances between RR peaks can be quite diverse.

In the chaotic ECG model, we propose to vary the parameters a, b, d, n, m_0, m_1 of the model (5) to achieve different distribution patterns of values on RR-tachograms.

Fig. 7 shows bifurcation diagrams for the model parameters, where the x axis represents the value of the parameter under study, and the y axis represents the time distance between RR peaks in the generated ECG signal. For example, increasing the parameter a from the initial value $a = 3.75$ to $a = 4$ will allow us to obtain a significant increase in the dispersion of RR peaks while decreasing it to $a = 3.2$ leads to degeneration of chaos, and the system becomes periodic. Similar behavior can be observed when varying other parameters.

Let us investigate the dynamics of the obtained synthetic ECG signals with simultaneous variation of two parameters. For this purpose, we used the tools previously developed by our research group, described in the work [34]. However, for the current study, we made some changes: we used the values of RR intervals in the synthetic ECG signal instead of local values of maxima and interpeak intervals. The final

Table 3. Parameters of the data records

Data record name	Record number	Age	Sex
Person 2	rec1	25	male
Person 8	rec2	21	female
Person 32	rec4	46	female
Person 45	rec1	75	male
Person 51	rec1	31	male
Person 86	rec2	16	female

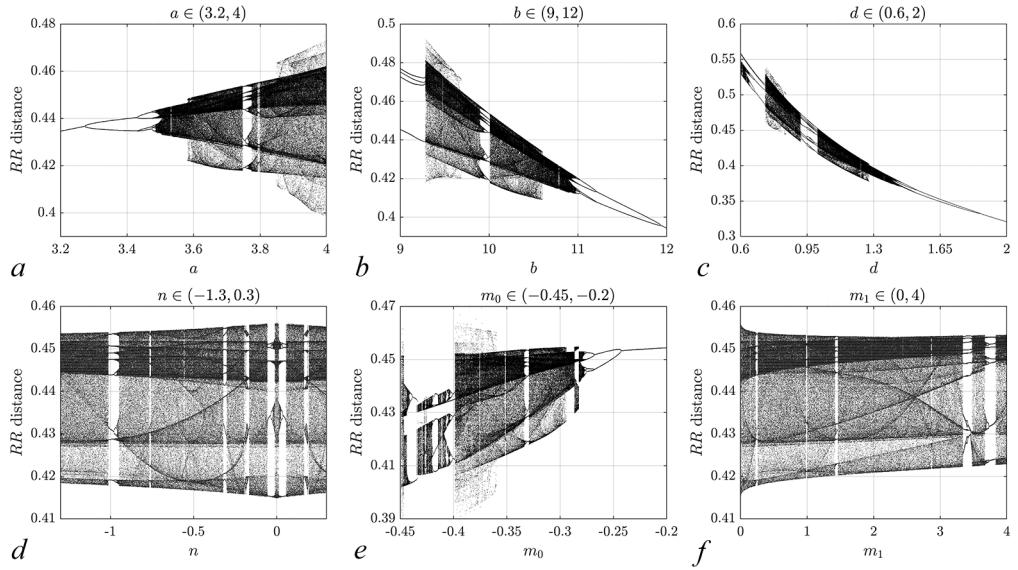


Fig. 7. Bifurcation diagrams for different parameters of the modified ECG model

parameters of the simulation are as follows: initial conditions $x_0 = (0.01, 0.1, 0, 0, 0)$, integration step $h = 10^{-4}$, base parameter set:

$$(a, b, d, n, m_0, m_1) = (3.75, 10, 1, -1, -0.33, 0.25, 5.5, 10),$$

transient rejection time $TT = 300$, computation time for analysis $CT = 150$, minimum distance values for DBSCAN $\epsilon = 0.001$. The resulting two-dimensional diagrams are shown in Fig. 8.

The obtained diagrams show that due to the rich source dynamics of the chaotic system driving the ECG signal generator, it is possible to implement ECG signals with quite different dynamics.

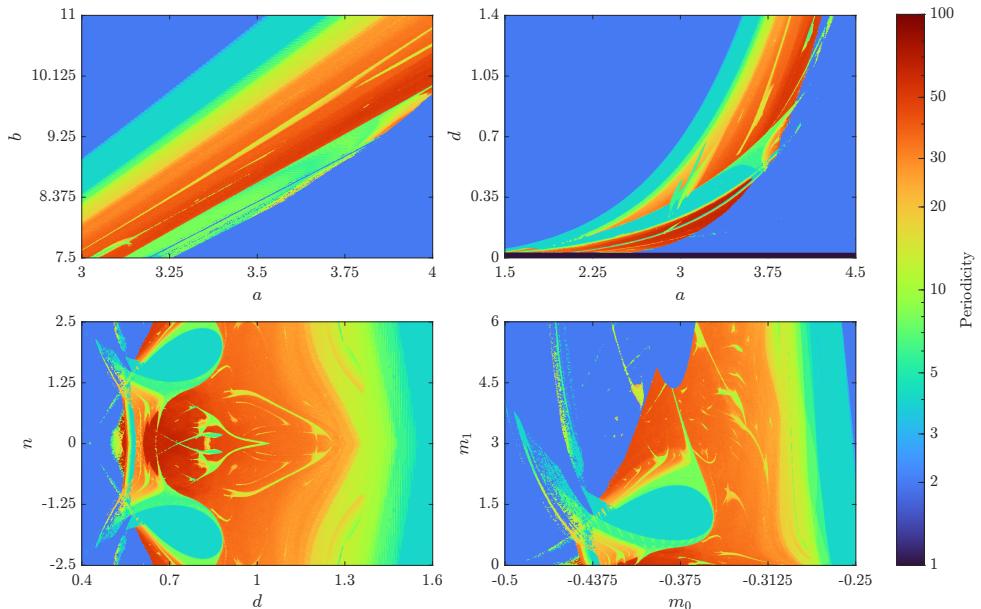


Fig. 8. Bifurcation diagrams for different parameters of the modified ECG model (color online)

*Копец Е. Е., Рыбин В. Г., Васильченко О. В., Куртова К. А.,
Каримов Т. И., Каримов А. И., Бутусов Д. Н.
Известия вузов. ПНД, 2025, т. 33, № 5*

Conclusions

In this study, we presented a chaotic phenomenological model of ECG based on the McSharry model. The main novelty of the work is the use of a 4th-order hyperchaotic model of a circuit with a memristor to generate a signal driving the ECG waveform instead of a harmonic oscillator. This technique allows adding natural heart rhythm variability into the model without utilizing any (pseudo-) random number generators. The test results demonstrate the effectiveness of this model in reproducing key features of real patient ECG data. The phase portrait of the proposed rhythm generator shows similarity to the phase portrait of the system reconstructed from real ECG records. Additionally, the distribution of RR intervals generated by the model accurately reflects real patient data, demonstrating a correspondence to the observed physiological rhythms and is easily tuned by selecting various model parameters.

This chaotic ECG model can be easily implemented in both digital and analog equipment by using a real memristor or its analog emulation. This dual implementation approach ensures that the model can be adapted for use in computational environments and physical devices, making it suitable for a variety of research and clinical applications. Typical applications of the proposed model may include testing ECG monitoring devices without contacting real patients, education, and creating augmented datasets for machine learning applications.

Further research will include a detailed analysis of various types of cardiac arrhythmias and the approximation of their distributions using dynamic chaos. It is also planned to implement the proposed model as a finished device and develop methods for diagnosing critical conditions and their precursors using the developed model.

References

1. Kopets E, Shpilevaya T, Vasilchenko O, Karimov A, Butusov D. Generating synthetic sperm whale voice data using StyleGAN2-ADA. *Big Data Cogn. Comput.* 2024;8(4):40. DOI: 10.3390/bdcc8040040.
2. Karimov A, Kopets E, Karimov T, Almjasheva O, Arlyapov V, Butusov D. Empirically developed model of the stirring-controlled Belousov–Zhabotinsky reaction. *Chaos, Solitons & Fractals.* 2023;176:114149. DOI: 10.1016/j.chaos.2023.114149.
3. Ware WA, Bonagura JD, Scansen BA. Electrocardiography. In: *Cardiovascular Disease in Companion Animals*. Boca Raton: CRC Press; 2021. P. 135–166.
4. Vafaei MH, Ataei M, Kofigar HR. Heart diseases prediction based on ECG signals' classification using a genetic-fuzzy system and dynamical model of ECG signals. *Biomed. Signal Process. Control.* 2014;14:291–296. DOI: 10.1016/j.bspc.2014.08.010.
5. Golany T, Radinsky K, Freedman D. SimGANs: Simulator-based generative adversarial networks for ECG synthesis to improve deep ECG classification. In: *Proceedings of the 37th International Conference on Machine Learning*. 2020, Vienna, Austria. P. 3597–3606.
6. Sameni R, Shamsollahi MB, Jutten Ch, Babaie-Zade M. Filtering noisy ECG signals using the extended Kalman filter based on a modified dynamic ECG model. In: *Computers in Cardiology*. 2005, Lyon, France. IEEE; 2005. P. 1017–1020. DOI: 10.1109/CIC.2005.1588283.
7. Das S, Gupta R, Mitra M. Development of an analog ECG simulator using standalone embedded system. *International Journal of Electrical, Electronics and Computer Engineering.* 2012;1(2): 83–87.
8. Şahin M, Karakaya EB, Güler H, Gülsen A, Hamamci SE. Memristor Based Filter Design and Implementation for ECG Signal. *Bitlis Eren Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi.* 2020;9(2):756–765. DOI: 10.17798/bitlisfen.582480.
9. McSharry PE, Clifford GD, Tarassenko L, Smith LA. A dynamical model for generating synthetic

- electrocardiogram signals. *IEEE Trans. Biomed. Eng.* 2003;50(3):289–294. DOI: 10.1109/TBME.2003.808805.
10. McSharry PE, Clifford G, Tarassenko L, Smith LA. Method for generating an artificial RR tachogram of a typical healthy human over 24-hours. In: *Computers in Cardiology*. 2002, Memphis, TN, USA. IEEE; 2002. P. 225–228. DOI: 10.1109/CIC.2002.1166748.
 11. Van der Pol B, van der Mark J. LXXII. The heartbeat considered as a relaxation oscillation, and an electrical model of the heart. *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*. 1928;6(38):763–775. DOI: 10.1080/14786441108564652.
 12. Ryzhii E, Ryzhii M. A heterogeneous coupled oscillator model for simulation of ECG signals. *Comput. Methods Programs Biomed.* 2014;117(1):40–49. DOI: 10.1016/j.cmpb.2014.04.009.
 13. Gois SR, Savi MA. An analysis of heart rhythm dynamics using a three-coupled oscillator model. *Chaos, Solitons & Fractals*. 2009;41(5):2553–2565. DOI: 10.1016/j.chaos.2008.09.040.
 14. Albert DE. Chaos and the ECG: fact and fiction. *J. Electrocardiol.* 1991;24:102–106. DOI: 10.1016/s0022-0736(10)80026-3.
 15. Qu Zh. Chaos in the genesis and maintenance of cardiac arrhythmias. *Prog. Biophys. Mol. Biol.* 2011;105(3):247–257. DOI: 10.1016/j.pbiomolbio.2010.11.001.
 16. Suth D, Luther S, Lilienkamp Th. Chaos control in cardiac dynamics: terminating chaotic states with local minima pacing. *Front. Netw. Physiol.* 2024;4:1401661. DOI: 10.3389/fnetp.2024.1401661.
 17. Shey JT, Lin KP, Chang WH. Measurement 12-lead ECG character points using line segment clustering technique. In: *Proceedings of the 20th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*. Vol. 20 Biomedical Engineering Towards the Year 2000 and Beyond (Cat. No. 98CH36286). IEEE; 1998. P. 223–226.
 18. Kicmerova D. Modelling of arrhythmics ECG signals with McSharry's model. In: *17th International Conference Radioelektronika*. 2007, Brno, Czech Republic. IEEE; 2007. P. 1–5. DOI: 10.1109/RADIOELEK.2007.371473.
 19. Dolinský P, András I, Michaeli L, Grimaldi D. Model for generating simple synthetic ECG signals. *Acta Electrotechnica et Informatica*. 2018;18(3):3–8. DOI: 10.15546/aeei-2018-0019.
 20. Adib E, Fernandez AS, Afghah F, Prevost JJ. Synthetic ecg signal generation using probabilistic diffusion models. *IEEE Access*. 2023;11:75818–75828. DOI: 10.1109/access.2023.3296542.
 21. Piacentino E, Guarner A, Angulo C. Generating synthetic ecgs using gans for anonymizing healthcare data. *Electronics*. 2021;10(4):389. DOI: 10.3390/electronics10040389.
 22. Xia Y, Wang W, Wang K. ECG signal generation based on conditional generative models. *Biomed. Signal Process. Control.* 2023;82:104587. DOI: 10.1016/j.bspc.2023.104587.
 23. Swain S, Patra D. Efficient dynamic modelling of ECG with myocardial infarction using interacting multiple model and particle filter. *IET Signal Processing*. 2020;14(8):495–505. DOI: 10.1049/iet-spr.2019.0458.
 24. Mishra A, Bhushnur S, Mishra Santosh. Advancing Health Sciences and Biomedical Technology: A Parametric based ECG Modelling. *Everyman's Science*. 2024;57(2). DOI: 10.59094/emsj.v57i2.85.
 25. Vo Kh, Naeini EK, Naderi A, Jilani D, Rahmani AM, Dutt N, Cao H. P2E-WGAN: ECG waveform synthesis from PPG with conditional wasserstein generative adversarial networks. In: *Proceedings of the 36th Annual ACM Symposium on Applied Computing*. 2021. P. 1030–1036. DOI: 10.1145/3412841.3441979.
 26. Yuan X, Wang W, Li X, Zhang Yu, Hu X, Deen MJ. CATransformer: A Cycle-Aware Transformer for High-Fidelity ECG Generation From PPG. *IEEE J. Biomed. Health Inform.* 2024. DOI: 10.1109/JBHI.2024.3482853.
 27. Kuznetsov V, Moskalenko V, Gribanov D, Zolotykh N. Interpretable feature generation in ECG using a variational autoencoder. *Front. Genet.* 2021;12:638191. DOI: 10.3389/fgene.2021.638191.
 28. Ostrovskii V, Fedoseev P, Bobrova Yu, Butusov D. Structural and parametric identification of Known memristors. *Nanomaterials*. 2021;12(1):63. DOI: 10.3390/nano12010063.

29. Sahin ME, Cam Taskiran ZG, Guler H, Hamamci SE. Application and modeling of a novel 4D memristive chaotic system for communication systems. *Circuits Syst. Signal Process.* 2020;39: 3320–3349. DOI: 10.1007/s00034-019-01332-6.
30. Alimisis V, Gourdouparis M, Gennis G, Dimas Ch, Sotiriadis PP. Analog gaussian function circuit: Architectures, operating principles and applications. *Electronics.* 2021;10(20):2530. DOI: 10.3390/electronics10202530.
31. Huang F, Qin T, Wang L, Wan H. Hybrid prediction method for ECG signals based on VMD, PSR, and RBF neural network. *BioMed Res. Int.* 2021;2021(1):6624298. DOI: 10.1155/2021/6624298.
32. Goldberger AL, Amaral LAN, Glass L, Hausdorff JM, Ivanov PCh, Mark RG, Mietus JE, Moody GB, Peng Ch-K, Stanley HE. PhysioBank, PhysioToolkit, and PhysioNet: Components of a new research resource for complex physiologic signals. *Circulation.* 2000;101(23):e215–e220. DOI: 10.1161/01.cir.101.23.e215.
33. Lugovaya TS. Biometric Human Identification Based on Electrocardiogram. Master's Thesis. St.Petersburg: Electrotechnical University 'LETI'; 2005.
34. Rybin V, Butusov D, Shirnin K, Ostrovskii V. Revealing hidden features of chaotic systems using high-performance bifurcation analysis tools based on CUDA technology. *Int. J. Bifurc. Chaos.* 2024;34(11):2450134. DOI: 10.1142/s0218127424501347.



Копец Екатерина Евгеньевна — кандидат технических наук (2022, СПбГЭТУ «ЛЭТИ»). Работает на кафедре автоматизированного проектирования Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета в должности доцента и в Молодежном научно-исследовательском институте (СПбГЭТУ «ЛЭТИ») в качестве старшего научного сотрудника. Научные интересы: приборостроение, робототехника, системы управления и идентификации данных.

Россия, 197022 Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5Ф
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
E-mail: eekopets@etu.ru
ORCID: 0000-0002-5953-255X
AuthorID (eLibrary.Ru): 1073167



Рыбин Вячеслав Геннадьевич — кандидат технических наук (2024, СПбГЭТУ «ЛЭТИ»). Доцент кафедры автоматизированного проектирования и научный сотрудник Молодежного научно-исследовательского института Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ». Научные интересы: моделирование и анализ динамических систем, теория хаоса и ее приложения, хаотические системы связи, нелинейная динамика, проектирование аналоговых и цифровых схем.

Россия, 197022 Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5Ф
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
E-mail: vgrybin@etu.ru
ORCID: 0000-0002-6515-0224
AuthorID (eLibrary.Ru): 938820



Васильченко Олег Вадимович — окончил бакалавриат факультета компьютерных технологий и информатики Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» (2023), в настоящее время — магистрант СПбГЭТУ «ЛЭТИ». Научные интересы: нейронные сети, биоинспирированный анализ аудиосигналов, нелинейная динамика в сложных системах и методы метаэвристической оптимизации.

Россия, 197022 Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5Ф
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
E-mail: ovvasilchenko@etu.ru
ORCID: 0009-0008-8295-2107



Куртова Карина Александровна — родилась в Санкт-Петербурге (2002). Окончила бакалавриат факультета компьютерных наук и технологий Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» (2024). В настоящее время обучается в магистратуре СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

Россия, 197022 Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5Ф
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
E-mail: kakurtova@stud.etu.ru
ORCID: 0009-0001-6680-5763



Каримов Тимур Искандарович — кандидат технических наук (2018, СПбГЭТУ «ЛЭТИ»). Доцент кафедры автоматизированного проектирования и старший научный сотрудник Молодежного научно-исследовательского института Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ». Научные интересы: системы связи, основанные на хаосе; моделирование нелинейных систем; идентификация нелинейных систем; методы численного интегрирования; разработка датчиков, основанных на хаотических генераторах.

Россия, 197022 Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5Ф
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
E-mail: tikarimov@etu.ru
ORCID: 0000-0002-9860-8211
AuthorID (eLibrary.Ru): 767428



Каримов Артур Искандарович — кандидат технических наук (2017, СПбГЭТУ «ЛЭТИ»), магистр английского языка (2014, СПбГЭТУ «ЛЭТИ»). Доцент кафедры автоматизированного проектирования Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ». Научные интересы: робототехника, искусственный интеллект, идентификация систем и теория хаоса.

Россия, 197022 Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5Ф
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
E-mail: aikarimov@etu.ru
ORCID: 0000-0002-2591-0962
AuthorID (eLibrary.Ru): 767425



Бутусов Денис Николаевич — кандидат технических наук, доцент. Заведующий кафедрой автоматизированного проектирования и директор Молодежного научно-исследовательского института Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ». Входит в состав редколлегии журналов Journal of Control, Automation and Electrical Systems и Chaos Theory and Applications Journal.

Россия, 197022 Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, 5Ф
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»
E-mail: dnbutusov@etu.ru
ORCID: 0000-0002-8941-4220
AuthorID (eLibrary.Ru): 582555

Копец Е. Е., Рыбин В. Г., Васильченко О. В., Куртова К. А.,
Каримов Т. И., Каримов А. И., Бутусов Д. Н.
Известия вузов. ПНД, 2025, т. 33, № 5



Известия высших учебных заведений. Прикладная нелинейная динамика. 2025. Т. 33, № 5
Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5)

Научная статья
УДК 530.182

DOI: 10.18500/0869-6632-003184
EDN: AIMACM

Изменения структуры и проницаемости липидных мембран под действием наночастиц и импульсного электромагнитного воздействия

Ю. В. Гуляев¹, В. А. Черепенин¹, И. В. Таранов¹✉, В. А. Вдовин¹, А. А. Ярославов²,
И. Д. Кравцов², И. В. Григорян², Ю. А. Кокшаров², Г. Б. Хомутов^{1,2}

¹Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия

²Московский государственный университет имени М. В. Ломоносова, Россия

E-mail: ✉ gulyaev@cplire.ru, cher@cplire.ru, ✉ i.v.t@bk.ru, vdv@cplire.ru, yaroslav@belozersky.msu.ru,
kravtcov.id20@physics.msu.ru, grigorian.iv19@physics.msu.ru, yak@physics.msu.ru, gbk@mail.com

Поступила в редакцию 3.04.2025, принята к публикации 25.06.2025,
опубликована онлайн 3.07.2025, опубликована 30.09.2025

Аннотация. Цель. Работа посвящена разработке эффективных и безопасных биосовместимых средств и методов инкапсуляции, адресной доставки и контролируемого высвобождения лекарственных препаратов в водных средах, в том числе в живых системах. **Методы.** Для капсулирования лекарственных соединений в коллоидные носители использовались оригинально созданные наноструктурированные биомиметические липидные мембранные везикулы — нанокомпозитные липосомы, мембранны которых функционализированы наночастицами магнетита и золота. Для решения проблемы безопасного контролируемого высвобождения капсулированного вещества в водные среды разработан подход, основанный на использовании мощных ультракоротких электрических импульсов (УКЭИ) длительностью менее 10 нс, обеспечивающих нетермический эффект селективной контролируемой электропорации нанокомпозитных липидных мембран, содержащих проводящие наночастицы. **Результаты.** Эффект контролируемого избирательного изменения проницаемости и декапсуляции нанокомпозитных липосом зарегистрирован методом флуориметрии в экспериментах с противораковым антибиотиком доксорубицином и флуоресцентным красителем карбоксифлуоресцеином, которые были загружены в липосомальные носители в качестве модельных молекулярных соединений. Инкапсулованные вещества высвобождались из нанокомпозитных липосом после воздействия на них ультракоротких электрических импульсов с эффективностью до 98%, при этом каких-либо существенных изменений структурно-функционального состояния природных и чистых липидных мембран зафиксировано не было. Данные об изменении проницаемости мембран хорошо коррелировали с результатами по структурным изменениям нанокомпозитных липосом, зарегистрированными методами просвечивающей электронной микроскопии и атомно-силовой микроскопии. **Заключение.** Разработана теоретическая модель нетермического взаимодействия наноструктурированных липосомальных капсул с ультракороткими электрическими импульсами, в рамках которой получено выражение для критического значения напряженности электрического поля, определяющего порог возникновения эффекта электропорации в проводящей водной среде. Показана ключевая роль электропроводящих наночастиц в повышении чувствительности структуры и проводимости нанокомпозитных липосом к внешнему ультракороткому электрическому воздействию. Теоретически описанный механизм изменения структуры и проводимости липидных мембран, содержащих электропроводящие наночастицы, объясняет избирательный управляемый характер ультракороткого импульсного воздействия на нанокомпозитные липосомальные контейнеры.

Ключевые слова: липидные мембранные, липосомы, наночастицы магнетита, наночастицы золота, нанокомпозитные везикулы, контролируемая доставка лекарств, электрические импульсы, контролируемая электропорация.

Благодарности. Работа выполнена в рамках государственного задания (FFWZ-2025-0013).

Для цитирования: Гуляев Ю. В., Черепенин В. А., Таранов И. В., Вдовин В. А., Ярославов А. А., Кравцов И. Д., Григорян И. В., Кокшаров Ю. А., Хомутов Г. Б. Изменения структуры и проницаемости липидных мембран под действием наночастиц и импульсного электромагнитного воздействия // Известия вузов. ПНД. 2025. Т. 33, № 5. С. 709–730. DOI: 10.18500/0869-6632-003184. EDN: AIMACM

Статья опубликована на условиях Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Article

DOI: 10.18500/0869-6632-003184

Changes of the structure and permeability of lipid membranes caused by nanoparticles and pulsed electromagnetic effects

Yu. V. Gulyaev¹, V. A. Cherepenin¹, I. V. Taranov¹✉, V. A. Vdovin¹, A. A. Yaroslavov²,
I. D. Kravtsov², I. V. Grigoryan², Yu. A. Koksharov², G. B. Khomutov^{1,2}

¹Kotelnikov Institute of Radioelectronics and Electronics of the RAS, Moscow, Russia

²Lomonosov Moscow State University, Russia

E-mail: gulyaev@cplire.ru, cher@cplire.ru, ✉i.v.t@bk.ru, vdv@cplire.ru, yaroslav@belozersky.msu.ru, kravtcov.id20@physics.msu.ru, grigorian.iv19@physics.msu.ru, yak@physics.msu.ru, gbk@mail.com

Received 3.04.2025, accepted 25.06.2025, available online 3.07.2025, published 30.09.2025

Abstract. Purpose. The work is devoted to the development of effective and safe biocompatible means and methods of encapsulation, targeted delivery and controlled release of drugs in aqueous environments, including living systems. Methods. For encapsulation of medicinal compounds in colloidal carriers, originally created nanostructured biomimetic lipid membrane vesicles were used — nanocomposite liposomes, the membranes of which are functionalized with magnetite and gold nanoparticles. To solve the problem of safe controlled release of an encapsulated substance into aqueous media, an approach has been developed based on the use of powerful ultrashort electrical pulses with a duration of less than 10 ns, providing a non-thermal effect of selective controlled electroporation of nanocomposite lipid membranes containing conductive nanoparticles. Results. The effect of controlled selective change in permeability and decapsulation of nanocomposite liposomes was registered by fluorimetry methods in experiments with the anticancer antibiotic doxorubicin and the fluorescent dye carboxyfluorescein, which were loaded into liposomal carriers as model molecular compounds. Encapsulated substances were released from nanocomposite liposomes after exposure to ultrashort electrical pulses with an efficiency of up to 98%, while no significant changes in the structural and functional state of natural and pure lipid membranes were recorded. The data on changes in membrane permeability correlated well with the results on structural changes in nanocomposite liposomes recorded by transmission electron microscopy and atomic force microscopy. Conclusion. A theoretical model of non-thermal interaction of nanostructured liposomal capsules with ultrashort electrical pulses has been developed, within the framework of which an expression has been obtained for the critical value of the electric field strength that determines the threshold for the occurrence of the electroporation effect in a conducting aqueous medium. The key role of electrically conductive nanoparticles in increasing the sensitivity of the structure and conductivity of nanocomposite liposomes to external ultrashort electric sunlight is shown. The theoretically described mechanism of change in the structure and conductivity of lipid membranes containing electrically conductive nanoparticles explains the selective controlled nature of ultrashort pulse action on nanocomposite liposomal containers.

Keywords: lipid membranes, liposomes, magnetite nanoparticles, gold nanoparticles, nanocomposite vesicles, controlled drug delivery, electrical pulses, controlled electroporation.

Acknowledgements. The work was carried out within the framework of the state assignment (FFWZ-2025-0013).

For citation: Gulyaev YuV, Cherepenin VA, Taranov IV, Vdovin VA, Yaroslavov AA, Kravtsov ID, Grigoryan IV, Koksharov YuA, Khomutov GB. Changes of the structure and permeability of lipid membranes caused by nanoparticles and pulsed electromagnetic effects. Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5):709–730. DOI: 10.18500/0869-6632-003184

This is an open access article distributed under the terms of Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Гуляев Ю. В., Черепенин В. А., Таранов И. В., Вдовин В. А., Ярославов А. А.,
Кравцов И. Д., Григорян И. В., Кокшаров Ю. А., Хомутов Г. Б.
Известия вузов. ПНД, 2025, т. 33, № 5

Введение

Изучение структуры и проницаемости липидных биомембран имеет принципиальное значение в биофизических исследованиях жизненных процессов, поскольку структурное состояние биомембран напрямую связано с функциональным состоянием соответствующих органелл и клетки в целом. Исследования изменений структуры и проницаемости биологических и биомиметических липидных мембран, вызванных естественными и искусственными факторами, в настоящее время являются важной областью фундаментальной науки и прикладных исследований. Важным междисциплинарным направлением таких исследований с высоким потенциалом биомедицинского применения является разработка новых эффективных методов лекарственной терапии, направленных на решение проблемы контролируемой адресной доставки лекарственных препаратов и генов непосредственно в целевые области и клетки организма (пространственно-временное сопряжение и управление доставкой лекарственных препаратов).

В настоящее время разрабатываются методы и технологии адресной доставки лекарственных препаратов и генов непосредственно в целевые области организма с использованием коллоидных частиц-носителей различной природы. Целью этих методов является инкапсуляция лекарственных препаратов, локализация носителей лекарственных препаратов в целевых областях и контролируемое высвобождение инкапсулированных лекарственных препаратов из носителя в результате различных воздействий [1–3]. Перспективные системы такой адресной контролируемой доставки лекарственных препаратов должны обеспечивать доставку лекарственных препаратов в нужное место в нужное время и в нужном количестве, то есть обеспечивать пространственно-временную сопряженность действия лекарственных препаратов. Важным критерием при создании таких систем, определяющим перспективы их реального клинического применения на практике, является биосовместимость, нетоксичность и безопасность используемых материалов и внешних управляющих воздействий. Для этого необходимо эффективно решить ряд взаимосвязанных проблем. Первая проблема связана с разработкой оптимальных биосовместимых коллоидных систем инкапсуляции лекарственных препаратов, обеспечивающих возможность адресной доставки капсул в целевые области организма. И не менее важной проблемой является разработка методов эффективного контролируемого высвобождения инкапсулированных веществ из капсул в целевую область организма.

В настоящее время разрабатываются коллоидные носители лекарственных средств различной природы, включая мицеллы, полимерные частицы и комплексы, везикулы, пористые кремниевые частицы и т. д. [4–9]. Самоорганизующиеся липидные биомиметические коллоидные везикулы — липосомы — давно используются в качестве модельной системы в биофизических исследованиях липидных мембран и в настоящее время являются одной из немногих систем, используемых в реальной биомедицинской и косметической практике [10–13]. Липосомальная липидная бислойная мембрана по составу и структуре близка к биологическим мембранам, что обуславливает биосовместимость липосом. Размер липосом может варьироваться в широких пределах и соответствует размеру биогенных везикул, в частности микровезикул и экзосом. С 2022 года в клинической практике разрешены и используются 14 видов липосомальных продуктов [14]. Дальнейшим шагом в разработке биомиметических липосомальных носителей лекарств может стать их функционализация наночастицами, способными обеспечить чувствительность липосом к внешним управляющим физическим воздействиям.

Перспективным направлением создания управляемых коллоидных систем для адресной доставки генов и лекарственных препаратов является включение магнитных наночастиц в структуру носителей лекарственных препаратов и управление пространственной локализацией коллоидных магнитных носителей лекарственных препаратов для их адресной доставки в организме

с помощью внешнего магнитного поля. Обычно для этих целей используют однодоменные суперпарамагнитные и ферромагнитные частицы магнитных материалов [15–17].

В последнее время в биомедicine широко используются магнитные наночастицы оксидов железа (в основном магнетит Fe_3O_4) благодаря их низкой токсичности, относительно высокой намагниченности насыщения, стабильной структуре и магнитным характеристикам [18–25]. В настоящее время разрабатываются различные коллоидные магнитные системы для управляемой доставки лекарственных препаратов, в том числе весьма перспективные нанокомпозитные магнитные липосомы, содержащие суперпарамагнитные наночастицы оксида железа [26–28].

Другим перспективным наноматериалом, активно используемым для биомедицинских приложений, являются золотые наночастицы [29, 30]. Золотые наночастицы могут использоваться в биосенсорах [31, 32] или для чувствительных к внешним стимулам (например, фоточувствительных) систем доставки лекарств [33]. Для некоторых медицинских целей такие методы, как магнитотермическая терапия, могут демонстрировать некоторые побочные эффекты, такие как тепловой шок, поэтому нетепловые физические стимулы, такие как ультразвук [34, 35] или внешнее электрическое поле [34], могут использоваться как достаточно безопасные методы изменения структуры и проницаемости носителей лекарств, вызывая высвобождение капсулированного вещества. Внешнее электрическое поле, приложенное к липидным мембранам, может вызывать образование пор в мембранах, что приводит к эффекту электропорации [36]. Электропорация может быть обратимой и необратимой. Необратимая электропорация может использоваться в нетермической терапии некоторых опухолевых тканей [37] или может потенциально вызывать разрушение нанокомпозитных липидных везикул, что приводит к эффективному и быстрому высвобождению лекарства.

Методы, используемые для высвобождения инкапсулированных веществ из коллоидных носителей, должны быть безопасными и в то же время обеспечивать эффективность высвобождения лекарственных средств и селективность действия, прежде всего, на носители лекарственных средств. В настоящей работе с использованием ряда независимых экспериментальных методов и теоретических оценок продемонстрирована избирательная активация и контролируемое увеличение проницаемости нанокомпозитных липидных мембран по сравнению с контрольными липосомами. Обнаружено эффективное избирательное высвобождение инкапсулированных соединений из нанокомпозитных липидных везикул в результате внешнего импульсного электрического воздействия. В то же время использованное ультракороткое электрическое воздействие не приводило к существенным изменениям структурно-функционального состояния природных и чистых липидных мембран. Избирательность внешнего управляющего воздействия только на носители лекарственных средств принципиально важна для безопасного управления доставкой и высвобождением лекарственных средств в целевых областях организма.

1. Экспериментальная часть

1.1. Синтез нанокомпозитных липосомальных капсул. Для селективной активации нанокомпозитных липосомальных капсул (НЛК), используемых для адресной доставки лекарственных препаратов, синтезированы НЛК с повышенной чувствительностью к внешнему электрическому полю. Их основу составляют однослойные липосомы, синтезированные из амфи菲尔ных соединений фосфатидилхолина (ФХ) – 80% и стеароилспермина (СС) – 20% с характерным размером около 200 нм. Наружная и внутренняя поверхности липосомальной мембранны связаны с проводящими наночастицами магнетита с формой, близкой к сферической, и характерным размером 6 нм. Для получения водной суспензии катионных безлигандных наночастиц магнетита

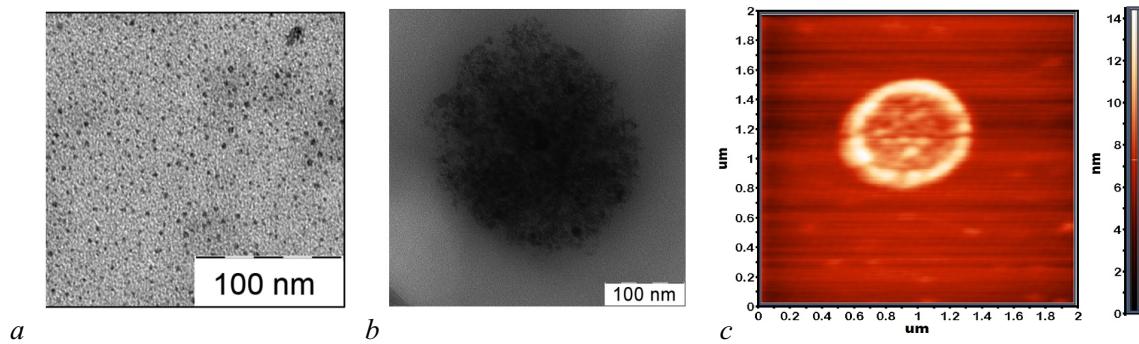


Рис. 1. ТЭМ-изображения наночастиц магнетита (а), НЛК до воздействия УКЭИ (б) и АСМ-изображение неразрушенной НЛК до воздействия УКЭИ (в)

Fig. 1. TEM images of magnetite nanoparticles (a), NLC before exposure to USEP (b) and AFM image of undamaged NLC before exposure to USEP (c)

Fe_3O_4 со средним размером в диапазоне 4...6 нм использован адаптированный классический метод Массарта [38] (рис. 1, а).

Для приготовления НЛК использовался метод [39], отличающийся от ранее использовавшегося метода [40] тем, что предварительно синтезированные коллоидные наночастицы магнетита первоначально вводились в исходный буферный раствор ФХ и СС, который затем подвергался воздействию ультразвука. В результате применения данного метода коллоидные наночастицы магнетита связывались с аминогруппами СС как на внешней, так и на внутренней поверхности липосомальной мембранны, что обеспечивало локализацию наночастиц магнетита на обеих поверхностях мембранны [41]. Структура синтезированных НЛК, содержащих наночастицы магнетита на обеих поверхностях липосомальной мембранны, изучалась методами просвечивающей электронной микроскопии (ПЭМ) (рис. 1, б) и атомно-силовой микроскопии (АСМ) (рис. 1, в) [28, 39, 40]. Размер новых нанокомпозитных липосомальных капсул в среднем составлял 150...200 нм. Исследование влияния УКЭИ на НЛК проводилось в условиях, приближенных к реальным биологическим. НЛК находились в водных растворах электролитов, в том числе в физиологическом растворе (150 мМ NaCl). Во внутренний объем НЛК загружался краситель карбоксифлуоресцеин в концентрации самотушения флуоресценции [41]. Эффекты декапсуляции и изменения проницаемости липосомальных мембранны регистрировались по изменению параметров флуоресценции карбоксифлуоресцеина при его высвобождении из внутреннего объема липосомальных капсул во внешнюю среду.

1.2. Экспериментальный стенд для воздействия ультракороткими электрическими импульсами на НЛК. Исследование воздействия ультракоротких электрических полей (УКЭИ) на водные суспензии НЛК проводилось на специально созданной экспериментальной установке. Схема использованной экспериментальной установки представлена на рис. 2, а.

Высоковольтный импульс переменной амплитуды формировался источником FID Technology и подавался по коаксиальному кабелю на электродную систему. Высоковольтный коаксиальный кабель длиной 3 метра обеспечивал стабильную работу генератора при отражениях импульсов от нагрузки. Плоскопараллельные электроды с регулируемым зазором, изготовленные из меди с золотым покрытием, помещались в кювету с водной суспензией нанокомпозитных везикул. Форма импульса напряжения на электродах контролировалась высоковольтным высокочастотным зондом Aktakom ASA-6039 и регистрировалась высокоскоростным осциллографом Infinium MSO 9404 с полосой пропускания 4 ГГц. Система плоскопараллельных электродов, расположенных в кювете с исследуемым образцом, позволяла изменять межэлектродный зазор в диапазоне от 1 до 5 мм,

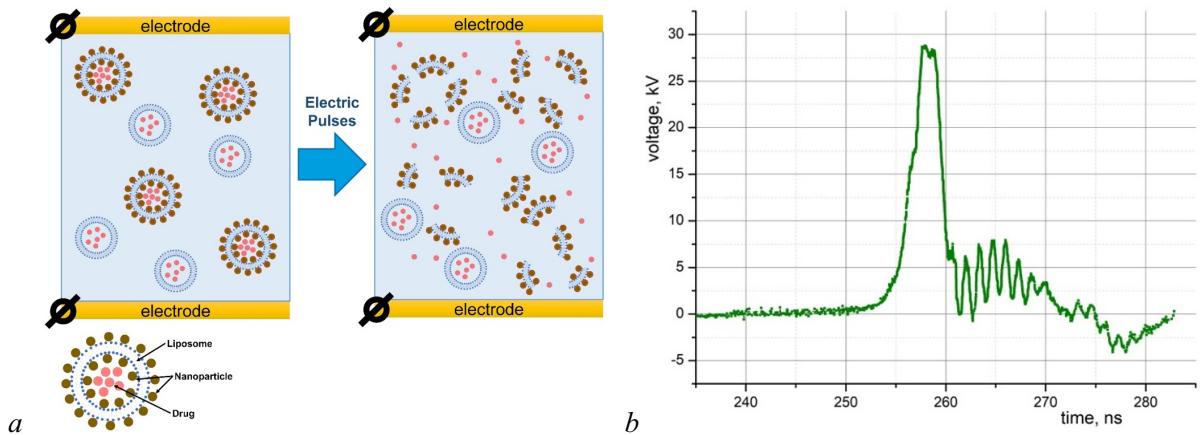


Рис. 2. Схематическая диаграмма, иллюстрирующая эффект селективной декапсулации носителей лекарственных средств на основе НЛК, вызванной внешним УКЭИ (а), и характерная осциллограмма импульсов электрического напряжения, приложенных к кювете с НЛК (б) (цвет онлайн)

Fig. 2. Schematic diagram illustrating the effect of selective decapsulation of drug carriers based on NLC caused by external USEP (a) and a characteristic oscillogram of electrical voltage pulses applied to the cuvette with NLC (b) (color online)

что дополнительно давало возможность регулировать напряженность электрического поля в зоне воздействия. Типичная осциллограмма однополярного электрического импульса на электродах с исследуемым образцом представлена на рис. 2, б. Данная установка обеспечивает генерацию однополярных сверхкоротких электрических импульсов в водной суспензии нанокомпозитных везикул. Формы генерируемых однополярных сверхкоротких импульсов измерялись непосредственно в процессе импульсного воздействия на исследуемые образцы. Длительность импульса на электродах при воздействии на водные суспензии нанокомпозитных везикул на полувысоте составляла около 5 нс, длительность фронта — 2 нс, пиковое напряжение варьировалось от 1 до 30 кВ, частота повторения импульсов — около 0.1 Гц (рис. 2, б).

1.3. Получение и исследование липосом, содержащих гидрофобизованные наночастицы золота. Синтез гидрофобизованных наночастиц золота проводился оригинальным методом — путем восстановления ионов золота из золотофенилфосфин хлорида $\text{Au}(\text{P}(\text{C}_6\text{H}_5)_3)\text{Cl}$ борогидридом натрия в присутствии стабилизирующих водонерастворимых амфифильных лигандов (стеариновая кислота, октадецилтиол). 5.2 мг лиганда и 5 мг $\text{Au}(\text{P}(\text{C}_6\text{H}_5)_3)\text{Cl}$ растворялось в 15 мл хлороформа. Далее формировалась двухфазная система, представляющая собой водную среду — водный раствор NaBH_4 (4 мг NaBH_4 в 2 мл воды) и фазу раствора комплекса золотофенилфосфин хлорида и лиганда в хлороформе (2.6 мг в 15 мл хлороформа). В этой системе происходило восстановление ионов золота борогидридом натрия с образованием металлических наночастиц золота в хлороформе и их стабилизация молекулами лиганда и фенилфосфина.

На рис. 3 приведены характерные ТЭМ-изображения гидрофобизованных наночастиц золота, полученных при различном соотношении прекурсора и лиганда.

Методом просвечивающей электронной микроскопии получены дифрактограммы электронов (рис. 4) синтезированных гидрофобных наночастиц золота и эталонного образца.

Сравнение электронных дифрактограмм показывает совпадение дифракционных рефлексов, что является подтверждением того, что синтезированные и используемые в данной работе наночастицы являются наночастицами металлического золота. Синтез водных золей контрольных липосом проводился с использованием стандартных методик, адаптированных для целей данной работы [28]. В качестве базового компонента липосомальных мембран использовался

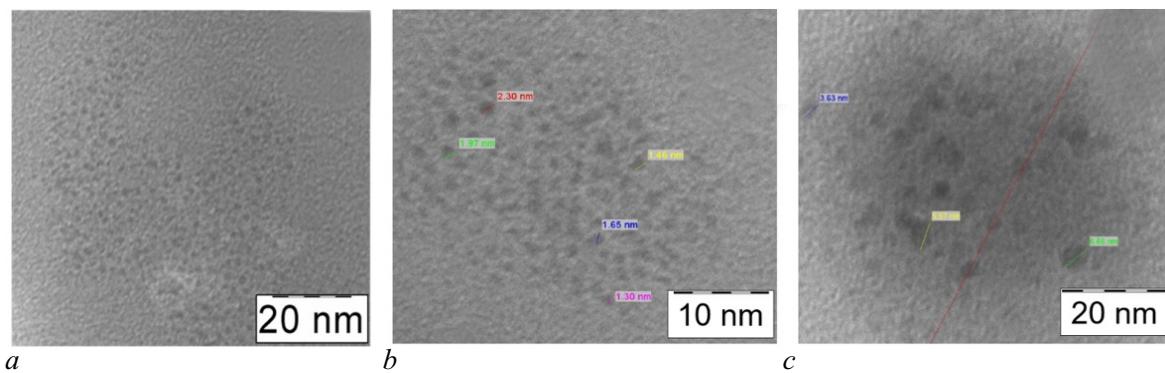


Рис. 3. ТЭМ-изображения гидрофобизованных наночастиц золота, синтезированных при различном соотношении прекурсора и лиганда. *a* — максимальное количество лиганда, соотношение лиганда и прекурсора составляет 5.2 мг лиганда и 5 мг прекурсора, *b* — соотношение составляет 2.6 мг лиганда и 5 мг прекурсора, *c* — минимальное количество лиганда, соотношение составляет 1.3 мг лиганда и 5 мг прекурсора

Fig. 3. TEM images of hydrophobized gold nanoparticles synthesized with different precursor-to-ligand ratios. *a* — Maximum amount of ligand, the ligand-to-precursor ratio is 5.2 mg ligand and 5 mg precursor, *b* — the ratio is 2.6 mg ligand and 5 mg precursor, *c* — Minimum amount of ligand, the ratio is 1.3 mg ligand and 5 mg precursor

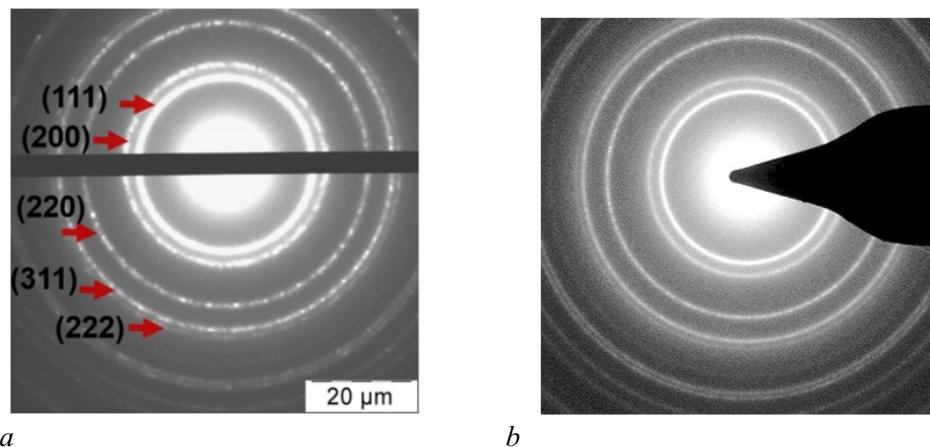


Рис. 4. Дифрактограммы электронов в образце синтезированных гидрофобизованных наночастиц золота (слева) и в образце стандартных коллоидных наночастиц золота (справа)

Fig. 4. Electron diffraction patterns of a sample of synthesized hydrophobized gold nanoparticles (left) and a sample of standard colloidal gold nanoparticles (right)

фосфатидилхолин фирмы Fluka — природный липид, являющийся основным компонентом биологических мембран. Малые моноламеллярные липосомы из природного электронейтрального липида фосфатидилхолина были получены стандартным методом с использованием воздействия ультразвука (озвучивания). Гидродинамический диаметр полученных липосом, определенный методом динамического светорассеяния, составил 50...300 нм.

Синтез новых стабильных нанокомпозитных липосом диаметром 50...300 нм с гидрофобизованными наночастицами золота, локализованными во внутренней гидрофобной области липидной мембранны, производился путем добавления ранее синтезированных гидрофобизованных наночастиц золота в липидную массу начальном на этапе формирования липосом. На рис. 5 представлены характерные электронно-микроскопические изображения нанокомпозитных липосом с гидрофобизованными металлическими наночастицами золота. Из рис. 5 видно, что гидрофобизованные

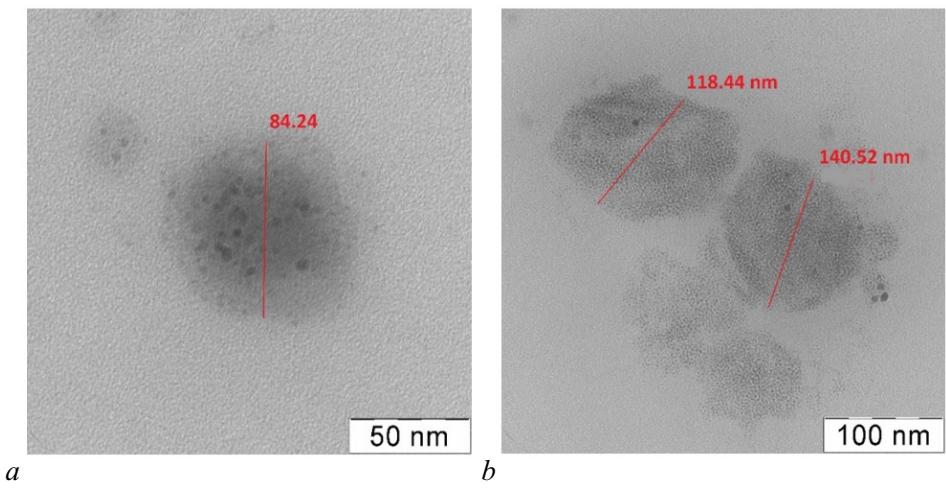


Рис. 5. Характерные электронно-микроскопические изображения нанокомпозитных липосом с гидрофобизованными металлическими наночастицами золота. Изображения получены методом просвечивающей электронной микроскопии
Fig. 5. Representative electron microscopic images of nanocomposite liposomes with hydrophobized metallic gold nanoparticles. Images were obtained by transmission electron microscopy

наночастицы золота довольно однородно распределены внутри липосомальной мембраны, при этом липосомы имеют квази-сферическую форму и размеры 100...200 нм.

Из рис. 5 видно, что гидрофобизованные наночастицы золота довольно однородно распределены внутри липосомальной мембраны, при этом липосомы имеют квази-сферическую форму и размеры 100...300 нм. Характерные изображения нанокомпозитных липосом с гидрофобизованными наночастицами золота, полученные методом АСМ, представлены на рис. 6.

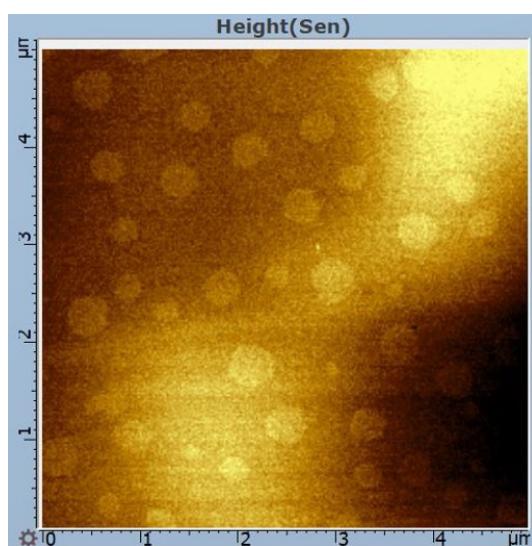


Рис. 6. Характерные топографические изображения нанокомпозитных липосом, содержащих гидрофобизованные наночастицы золота. Изображения получены методом АСМ

Fig. 6. Representative topographic images of nanocomposite liposomes containing hydrophobized gold nanoparticles. Images obtained by AFM

1.4. Декапсуляция НЛК. Эффекты декапсуляции, вызванные воздействием УКЭИ на НЛК, содержащие во внутреннем объеме карбоксифлуоресцеин, исследовали в рамках следующей экспериментальной схемы. Проводящая супензия липосомальных капсул располагается между плоскими электродами с зазорами $L = 1$ и 2 мм. К плоским металлическим электродам прикладываются сверхкороткие импульсы напряжения $U_0 = 110$ кВ длительностью на полувысоте $\tau \cong 5$ нс. Во время действия электрического импульса в водной среде (вдали от липосомальных контейнеров) возникает электрическое поле напряженностью $E_W = U_0/L$. Выход красителя карбоксифлуоресцеина, изначально инкапсулированного во внутрiliпосомальном пространстве, во внешнюю среду регистрировали по изменению интенсивности флуоресценции супензии липосомальных капсул с помощью спектрофлуориметра Hitachi F 3000.

2. Результаты и обсуждение

2.1. Воздействие УКЭИ на НЛК. Полученные экспериментальные данные по изменению интенсивности флуоресценции в результате воздействия УКЭИ на НЛК представлены в Таблице.

Таблица. Изменение интенсивности флуоресценции суспензии НЛК, содержащих инкапсулированный карбоксифлуоресцеин, в водном растворе NaCl (0.15 M) под действием ультракоротких электрических импульсов длительностью 5 нс

Table. Change in the fluorescence intensity of a suspension of NLCs containing encapsulated carboxyfluorescein in an aqueous solution of NaCl (0.15 M) under the action of ultrashort electrical pulses of 5 ns duration

Образец	Электрическое поле, кВ/см	Интенсивность флуоресценции
Нанокомпозитные липосомы + карбоксифлуоресцеин в 0.15 M растворе NaCl	3 ± 0.5	59.4 ± 0.05
Нанокомпозитные липосомы + карбоксифлуоресцеин в 0.15 M растворе NaCl	10 ± 0.5	81.8 ± 0.05
Липосомы без наночастиц Fe_3O_4 + карбоксифлуоресцеин в 0.15 M растворе NaCl	3 ± 0.5	14.6 ± 0.05
Липосомы без наночастиц Fe_3O_4 + карбоксифлуоресцеин в 0.15 M растворе NaCl	10 ± 0.5	17.8 ± 0.05

Увеличение интенсивности флуоресценции свидетельствует о выходе карбоксифлуоресцеина во внешнюю среду в результате воздействия УКЭИ. Полученные данные показывают, что эффект нарушения целостности липосомальных мембран (декапсулация) существенно выше при воздействии УКЭИ на НЛК, содержащие проводящие наночастицы, по сравнению с аналогичным эффектом на мембранные везикулы, не связанные с наночастицами магнетита. Полученные результаты демонстрируют ключевую роль проводящих наночастиц в повышении чувствительностиnanostructured liposomal capsules to external ultrashort electrical pulses. Также разрушение НЛК, вызванное воздействием УКЭИ, было независимо подтверждено методами атомно-силовой микроскопии (ACM) (рис. 7, a) и просвечивающей электронной

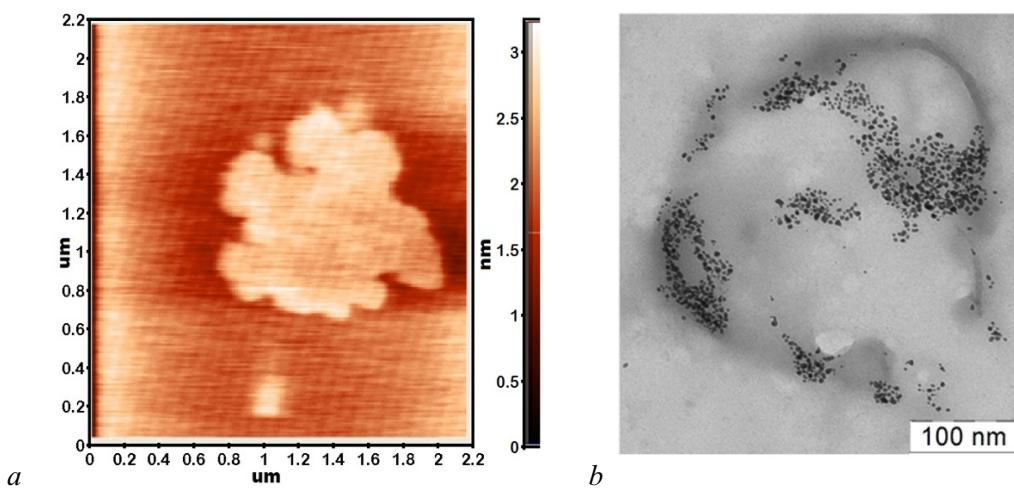


Рис. 7. ACM-изображение (a) и TEM-изображение НЛК, разрушенного в результате воздействия УКЭИ (b)

Fig. 7. AFM image (a) and TEM image of NLC destroyed by the action of USEP (b)

Гуляев Ю. В., Черепенин В. А., Таранов И. В., Вдовин В. А., Ярославов А. А., Кравцов И. Д., Григорян И. В., Кокшаров Ю. А., Хомутов Г. Б.

Известия вузов. ПНД, 2025, т. 33, № 5

микроскопии (ПЭМ) (рис. 7, b). Сравнение интенсивности флуоресценции, вызванной воздействием УКЭИ с напряженностью поля 10 кВ/см на НЛК, и интенсивности флуоресценции полностью разрушенных химическим способом НЛК позволило сделать вывод о том, что инкапсулированное вещество высвободилось из нанокомпозитных липосом после воздействия на них ультракоротких электрических импульсов с эффективностью до 98%.

2.2. Модель ультракороткого электрического воздействия на НЛК. Пониманию механизмов, посредством которых УКЭИ может изменять структуру и проницаемость НЛК, содержащих проводящие наночастицы на внешней и внутренней поверхностях мембранны, может помочь рассмотрение следующей задачи. Для значений параметров рассматриваемой задачи выполняется условие квазистационарности электромагнитного поля $c \cdot \tau \gg l$ (c — скорость света) [42]. Поскольку длительность электрического импульса τ удовлетворяет условиям $\tau \gg \{\sigma_{in}^{-1}, \sigma_{out}^{-1}\}$, где $\sigma_{in}^{-1}, \sigma_{out}^{-1}$ — удельные электропроводности водно-солевых растворов снаружи и внутри капсул, то внутреннюю и внешнюю области капсулы можно считать проводником, а липосомальную мембрану — диэлектриком с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_L = 2.7$. Электрический потенциал $\Phi(\vec{r})$ и плотность электрического тока $j(\vec{r})$ удовлетворяют уравнению Лапласа, закону Ома в дифференциальной форме и уравнению непрерывности

$$\Delta\Phi = 0; \quad \vec{j} = \sigma \vec{E}; \quad \partial\rho/\partial t + \operatorname{div} \vec{j} = 0, \quad (1)$$

где σ — удельная проводимость среды, \vec{E} — напряженность электрического поля, ρ — плотность заряда. При воздействии УКЭИ форма липосомального контейнера может изменяться при сохранении постоянного объема. Как было предположено в работе [40], форма липосомы изменяется от изначально сферической до формы вытянутого эллипсоида вращения с наибольшей полуосью, параллельной внешнему полю \vec{E}_W .

Выбрав эллипсоидальную систему координат ξ, ζ, ϕ с центром в центре липосомы и наибольшей полуосью, параллельной \vec{E}_W , получаем, что рассматриваемая система состоит из 3-х областей. Область «0» является внутренней частью вытянутого эллипсоида вращения: $-b^2 \leq \xi \leq -\xi_0, -a^2 \leq \zeta \leq -b^2, 0 \leq \phi \leq 2\pi, a \geq b = c$ — главные полуоси вытянутого эллипсоида вращения, она является проводящей. Область «1» является эллипсоидальным слоем с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_L : -\xi_0 \leq \xi \leq 0, -a^2 \leq \zeta \leq -b^2, 0 \leq \phi \leq 2\pi$. Область «2» представляет собой внешнюю часть эллипсоида: $\xi_0 \leq \xi, a^2 \leq \zeta \leq -b^2, 0 \leq \phi \leq 2\pi$ и является проводящей.

Решение задачи (1) для электрического потенциала $\Phi(\xi, \zeta)$ с граничными условиями можно найти в следующей форме:

$$\Phi(\xi, \zeta) = \Phi_1(\xi, \zeta) + \Phi_2(\xi, \zeta), \quad (2)$$

где

$$\Phi_1(\xi, \zeta) = \begin{cases} -\frac{n(1+s(\Delta))E_Wx(1-\frac{R(\xi)}{n})}{(1-n)s(\Delta)}, & \xi \geq 0, \\ 0, & \xi \leq 0, \end{cases}$$

$$\Phi_2(\xi, \zeta) = \begin{cases} \frac{n+s(\Delta)E_Wx(1-\frac{R(\xi)}{n+s(\Delta)})}{(1-n)s(\Delta)}, & \xi \geq -\Delta, \\ 0, & \xi \leq -\Delta, \end{cases}$$

$R(\xi) = \frac{ab^2}{2} \int_{\xi}^{\infty} \frac{d\xi'}{(\xi'+a^2)^{3/2}(\xi'+b^2)}, s(\Delta) = \frac{1-e^2}{e^2} (\frac{1}{2e} \operatorname{arcsh} \frac{2\delta e}{\delta^2-e^2} - \frac{1}{2e} \operatorname{arcsh} \frac{2e}{1-e^2} - \frac{1}{\delta} + 1), n = \frac{1-e^2}{e^2} \times (\frac{1}{2e} \operatorname{arcsh} \frac{2e}{1-e^2} - 1)$ — коэффициент деполяризации липосом, $\Delta = a^2 - (a-d)^2$ — параметр толщины липосомальной мембранны, d — толщина мембранны, $x = \pm \sqrt{\frac{(\xi^2+a^2)(\zeta^2+a^2)}{a^2-b^2}}$ — декартова координата вдоль большой полуоси эллипсоида, $\delta = \sqrt{1-\Delta/a^2}, e = \sqrt{1-b^2/a^2}$ — эксцентриситет.

Напряженность электрического поля внутри мембранны, определяемая как

$$E_{\text{in}} = -\frac{1}{h_{\xi}(\xi=0)} \frac{\partial \Phi_2}{\partial \xi} (\xi=0),$$

где $h_{\xi}(\xi=0) = \frac{2ab}{\sqrt{-\xi}}$ – коэффициент Ламе, с учетом (2) принимает следующий вид:

$$E_{\text{in}} = \frac{b}{a} \frac{x}{\sqrt{-\xi}} \frac{s(\Delta) + 1}{s(\Delta)(1-n)} E_W, \quad (3)$$

а в случае слабо вытянутой эллипсоидной формы ($e \rightarrow 0$) она совпадает с известной формулой Schwan [43]:

$$E_{\text{in}} = \frac{3}{2} \frac{R}{d} E_B \cos \theta, \quad (4)$$

где R – радиус сферы, объем которой равен объему липосомы; θ – сферическая координата. Наибольшего значения напряженность внутримембранного поля достигает в полярной области ($\zeta = -b^2$)

$$E_{\text{in}} = \frac{(s(\Delta) + 1)}{s(\Delta)} \frac{1}{1-n} E_W. \quad (5)$$

На обеих поверхностях липосомальной мембранны имеется поверхностный заряд с поверхностной плотностью [41]:

$$\Sigma(\zeta) = \frac{(b\epsilon_W)}{4\pi \cdot a \cdot e} \sqrt{\frac{\zeta + a^2}{-\zeta}} \frac{s(\Delta) + 1}{s(\Delta)(1-n)} E_W. \quad (6)$$

Это приводит к возникновению противоположных зарядов на сферических проводящих наночастицах, расположенных в полярной области эллипсоида на противоположных поверхностях липосомальной мембранны.

$$Q = \frac{s(\Delta) + 1}{s(\Delta)(1-n)} \epsilon_W \cdot r^2 \cdot E_W, \quad (7)$$

где r – радиус наночастицы. При достаточно большой энергии взаимодействия двух наночастиц, расположенных на противоположных поверхностях липосомальной мембранны $U_E = Q^2/\epsilon_L D$, где D – расстояние между центрами наночастиц, возможно разрушение липосомальной мембранны. Таким образом, условием разрушения липосомальной мембранны является следующее:

$$U_E = \pi r^2 \alpha, \quad (8)$$

$\pi r^2 \alpha$ – поверхностная энергия липосомальной мембранны, приходящаяся на одну наночастицу, α – коэффициент поверхностного натяжения липосомальной мембранны. Из условия (8), учитывая (5), (7), легко получить выражение для критического значения электрического поля

$$E_W^c = \frac{\sqrt{\pi \alpha D \epsilon_L}}{r \epsilon_W} \frac{1 - \frac{1-e^2}{e^2} \frac{1}{2e} \operatorname{arcsh} \frac{2e}{1-e^2} - 1}{(1 + \frac{e^2}{1-e^2} (\frac{1}{2e} \operatorname{arcsh} \frac{2\delta e}{\delta^2 - e^2} - \frac{1}{2e} \operatorname{arcsh} \frac{2e}{1-e^2} - \frac{1}{\delta} + 1)^{-1}}, \quad (9)$$

вызывающего разрушение мембранны липосомы вследствие наличия двух наночастиц, расположенных с противоположных сторон мембранны. В случае $\epsilon_L = 2.7$, $\epsilon_W = 80$, $\alpha \cong 1$ мН/м [42, 45], $r = 3$ нм, $d = 3$ нм, $D/r = 3$ величина критического поля равна

$$E_W^c = 0.7 \text{ кВ/см.} \quad (10)$$

Величина критического значения электрического поля (10) оказывается меньше поля, используемого в экспериментах по воздействию сверхкоротких электрических импульсов на проводящие водные суспензии ЛНК, то есть полученная оценка (10) хорошо согласуется с наблюдаемыми экспериментальными результатами. В то же время поле (9), разрушающее НЛК, недостаточно для разрушения клеточных мембран с характерным размером 1 мкм. Оно привело бы, в соответствии с формулой Schwan [42], к возникновению трансмембранных потенциала $\Phi_{TMR}^c \cong 100$ мВ, недостаточного для необратимой электропорации. Таким образом, сочетание воздействия УКЭИ и использование НЛК, содержащих проводящие наночастицы на обеих поверхностях липосомальной мембраны, создают реальную основу для селективного метода контролируемого высвобождения лекарственных средств в заданной области живого организма. Селективность дистанционного нацеливания очень важна для приложений, предполагающих контролируемую доставку лекарственных средств *in vivo*, поскольку позволяет избежать повреждения окружающих клеток, гарантируя, что структура и проницаемость только нанокомпозитных липосомальных капсул будут изменены. Следует также отметить, что найденное критическое значение электрического поля (10), обусловленного взаимодействием наночастиц, расположенных на противоположных поверхностях липосомальной мембраны, меньше ранее найденного [40] критического значения поля для случая липосомальных контейнеров, содержащих наночастицы только на внешней липосомальной поверхности. Этот результат свидетельствует о большей чувствительности к внешнему импульсному электрическому воздействиюnanostructured liposomal containers, containing nanoparticles only on the outer liposomal surface. This result also indicates that the critical value of the electric field found by us for the case of liposomal containers, containing nanoparticles only on the outer liposomal surface, is lower than the critical value found earlier [40].

2.3. Регистрация изменения свойств липосом, содержащих гидрофобизированные наночастицы золота, методом электронного парамагнитного резонанса. Изменение свойств мембранных липосом при внедрении в них наночастиц золота было исследовано методом электронного парамагнитного резонанса (ЭПР). Спектроскопия ЭПР — полезный инструмент для исследования пластичности биологических мембран, так как может предоставить информацию о локальных свойствах мембранных молекул липидов при помощи включения специальных молекул-меток (зондов), содержащих в своем составе стабильный свободный радикал (то есть молекулу, содержащую по крайней мере один неспаренный электрон). Нитроксидсодержащие спиновые метки являются одними из наиболее широко используемых зондов подобного типа. В них свободный радикал расположен в хвостовой гидрофобной части молекулы, которая встраивается внутрь мембраны. Химическая структура используемых в работе спиновых меток *n*-DOXYL-stearic acid (*n* = 5, 12, 16) такова, что по мере увеличения значения *n* стабильный радикал располагается на всё большем расстоянии от гидрофильной головки молекулы зонда.

Липосомы, содержащие в оболочке наночастицы золота и не содержащие наночастиц (контроль), были диспергированы в воде, в которую добавили нитроксильные спиновые метки. Спектры ЭПР записывались при комнатной температуре на спектрометре ЭПР X-диапазона Varian E-4. Для проверки влияния температуры несколько спектров были записаны при повышенных (до 60°C) температурах.

На рис. 8 показаны типичные спектры ЭПР образца с липосомами, содержащими наночастицы золота и контрольного образца таких же (приготовленных тем же методом) липосом, но без наночастиц. Специфическая электронная структура радикального фрагмента нитроксильного радикала, в котором находится неспаренный электрон, локализованный на ядре азота, обуславливает характерный вид спектра ЭПР нитроксильного радикала, обладающий параметрами, которые можно использовать для анализа времени корреляции вращения спиновой метки.

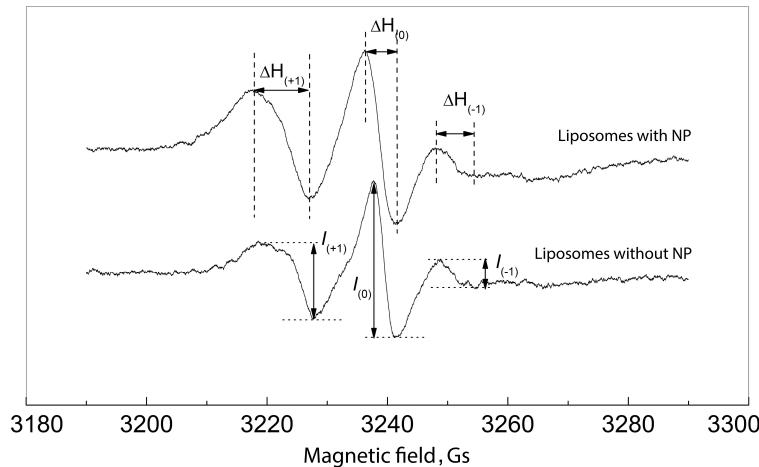


Рис. 8. Спектры ЭПР липосом, содержащих наночастицы золота, и липосом без наночастиц (контроль), записанные при комнатной температуре

Fig. 8. EPR spectra of liposomes containing gold nanoparticles and liposomes without nanoparticles (control), recorded at room temperature

На рис. 8 отмечены параметры спектров ЭПР, которые обычно используются для анализа характера движения спиновой метки в мембране липосомы. В целом параметры спектров липосом с наночастицами и без наночастиц близки друг к другу.

Важно отметить, что нагрев образцов с липосомами (как с наночастицами, так и без них) до 60°C не привел с заметному изменению параметров спектров ЭПР, отмеченных на рис. 8. В этом температурном интервале липосомы, независимо от присутствия наночастиц в мемbrane, достаточно устойчивы. Поэтому для разрушения оболочки липосом необходимо использовать нетепловые методы воздействия, например, УКЭИ.

Выходы

В работе представлен оригинальный подход к разработке эффективных и безопасных биосовместимых средств и методов инкапсуляции и контролируемого высвобождения лекарственных препаратов в водные среды, основанный на капсулировании лекарственных соединений в коллоидные носители, представляющие собойnanoструктурированные липидные мембранные везикулы (нанокомпозитные липосомы), мембранны которых функционализированы наночастицами магнетита и/или золота. Безопасное контролируемое высвобождение капсулированного лекарственного препарата из нанокомпозитных везикул реализовано методом, основанным на использовании мощных ультракоротких электрических импульсов длительностью менее 10 нс, обеспечивающих нетермический эффект селективной контролируемой электропорации нанокомпозитных липидных мембранны, содержащих проводящие наночастицы, поляризованные во внешнем приложенном электрическом поле. Разработана теоретическая модель нетеплового взаимодействия nanoструктурированных липосомальных капсул с ультракороткими внешними электрическими импульсами, в рамках которой получено выражение для критического значения напряженности приложенного электрического поля, определяющее порог возникновения эффекта электропорации и декапсуляции в проводящей водной среде. Показана ключевая роль электропроводящих наночастиц в повышении чувствительности структуры и проводимости нанокомпозитных липосом к внешнему ультракороткому электрическому воздействию.

Гуляев Ю. В., Черепенин В. А., Таранов И. В., Вдовин В. А., Ярославов А. А., Кравцов И. Д., Григорян И. В., Кокшаров Ю. А., Хомутов Г. Б.

Известия вузов. ПНД, 2025, т. 33, № 5

Описанный механизм изменения структуры и проводимости липидных мембран, содержащих электропроводящие наночастицы, объясняет избирательный управляемый характер воздействия сверхкоротких импульсов на нанокомпозитные липосомальные контейнеры. Дальнейшее детальное теоретическое описание поведения нанокомпозитных липосом во внешних электрических полях требует учета ряда наномасштабных факторов, таких как локальные взаимодействия молекулярных диполей с поляризованными наночастицами в присутствии внешнего электрического поля, упругие свойства липидных мембран, изменение формы липосомы под действием внешнего поля и т. д. Методами флуориметрии показано, что ультракороткие электрические импульсы вызывают высвобождение из нанокомпозитных липосом доксорубицина и флуоресцентного красителя карбоксифлуоресцеина, загруженных в липосомальные носители в качестве модельных молекулярных соединений. Инкапсулированная полезная нагрузка высвобождалась из нанокомпозитных липосом после воздействия УКЭИ с эффективностью до 98%. Данные об изменении проницаемости мембранны хорошо коррелируют с результатами по структурным изменениям нанокомпозитных липосом, зарегистрированными независимо методами просвечивающей электронной микроскопии и атомно-силовой микроскопии. Показано, что электрические импульсы приводят к существенному разрушению нанокомпозитных липосомальных мембран. Полученные экспериментальные данные демонстрируют, а теоретические оценки описывают механизм селективной активации и контролируемого увеличения проницаемости нанокомпозитных липидных мембран по сравнению с контрольными липосомами. Также показано, что использованный метод активации НЛК, приводящий к эффективному избирательному высвобождению инкапсулированных соединений, не оказывает существенных изменений структурно-функционального состояния природных и чистых липидных мембран. Селективность внешнего управляемого воздействия только на носители лекарственных средств принципиально важна и необходима для безопасного управления доставкой и высвобождением лекарственных средств в целевых областях организма. Следовательно, полученные результаты открывают возможности для разработки технологической платформы для перспективной пространственно-временной управляемой лекарственной терапии на основе функционализированных наночастицами биосовместимых биомиметических коллоидных липидных мембранных носителей лекарственных средств и эффективного безопасного селективного управляемого воздействия ультракоротких электрических импульсов на такие носители лекарственных средств.

Список литературы

1. Tewabe A., Abate A., Tamrie M., Seyfu A., Abdela Siraj E. Targeted drug delivery – from magic bullet to nanomedicine: Principles, challenges, and future perspectives // J. Multidiscip. Healthc. 2021. Vol. 14. P. 1711–1724. DOI: 10.2147/JMDH.S313968.
2. Vargason A. M., Anselmo A. C., Mitragotri S. The evolution of commercial drug delivery technologies // Nat. Biomed. Eng. 2021. Vol. 5, no. 9. P. 951–967. DOI: 10.1038/s41551-021-00698-w.
3. Ezikea T. C., Okpalaa U. S., Lovet O. U., Nwikea C. P., Ezeakoa E. C., Okparaa O. J., Okoroafora C. C., Ezec S. C., Kaluc O. L., Odohd E. C., Nwadikeaa U. G., Ogbodoa J. O., Umehb B. U., Ossaia E. C., Nwanguma B. C. Advances in drug delivery systems, challenges and future directions // Heliyon. 2023. Vol. 9, no. 6. P. e17488. DOI: 10.1016/j.heliyon.2023.e17488.
4. Tiwari G., Tiwari R., Sriwastaw B., Bhati L., Pandey S., Pandey P., Bannerjee S. K. Drug delivery systems: An updated review // Int. J. Pharm. Investigig. 2012. Vol. 2, iss. 1. P. 2–11. DOI: 10.4103/2230-973X.96920.
5. Bhagwat R. R., Vaidhya I. S. Novel drug delivery systems: an overview // Int. J. Pharm. Sci. Res. 2013. Vol. 4, no. 3. P. 970–982. DOI: 10.13040/IJPSR.0975-8232.4(3).970-82.

6. Müller-Goymann C. C. Physicochemical characterization of colloidal drug delivery systems such as reverse micelles, vesicles, liquid crystals and nanoparticles for topical administration // Eur. J. Pharm. Biopharm. 2004. Vol. 58, no. 2. P. 343–356. DOI: 10.1016/j.ejpb.2004.03.028.
7. Maximchik P. V., Tamarov K., Sheval E. V., Tolstik E., Kirchberger-Tolstik T., Yang, Z., Sivakov V., Zhivotovsky B., Osminkina L. A. Biodegradable porous silicon nanocontainers as an effective drug carrier for regulation of the tumor cell death pathways // ACS Biomater. Sci. Eng. 2019. Vol. 5, no. 11. P. 6063–6071. DOI: 10.1021/acsbiomaterials.9b01292.
8. Khurana S., Jain N. K., Bedi P. M. S. Development and characterization of a novel controlled release drug delivery system based on nanostructured lipid carriers gel for meloxicam // Life Sci. 2013. Vol. 93, no. 21. P. 763–772. DOI: 10.1016/j.lfs.2013.09.027.
9. Xiong W., Li L., Wang Y., Yu Y., Wang S., Gao Y., Liang Y., Zhang G., Pan W., Yang X. Design and evaluation of a novel potential carrier for a hydrophilic antitumor drug: Auricularia auricular polysaccharide-chitosan nanoparticles as a delivery system for doxorubicin hydrochloride // Int. J. Pharm. 2016. Vol. 511, no. 1. P. 267–275. DOI: 10.1016/j.ijpharm.2016.07.026.
10. Sessa G., Weissmann G. Phospholipid spherules (liposomes) as a model for biological membranes // J. Lipid Res. 1968. Vol. 9, no. 3. P. 310–318. DOI: 10.1016/S0022-2275(20)43097-4.
11. Lasic D. D. Liposomes: From Physics to Applications. Amsterdam: Elsevier, 1993. 580 p.
12. Torchilin V., Weissig V.(eds.) Liposomes: A Practical Approach. Oxford: Oxford University Press, 2003. 396 p.
13. Schwendener R. A. Liposomes in biology and medicine // In: Chan W. C. W. (ed) Bio-Applications of Nanoparticles. Advances in Experimental Medicine and Biology. Vol. 620. NY: Springer, 2007. P. 117–128. DOI: 10.1007/978-0-387-76713-0_9.
14. Liu P., Chen G., Zhang J. A review of liposomes as a drug delivery system: current status of approved products, regulatory environments, and future perspectives // Molecules. 2022. Vol. 27, no. 4. P. 1372. DOI: 10.3390/molecules27041372.
15. Кокшаров Ю. А., Губин С. П., Таранов И. В., Хомутов Г. Б., Гуляев Ю. В. Магнитные наночастицы в медицине: успехи, проблемы, достижения // Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67, № 2. С. 99–116. DOI: 10.31857/S0033849422020073.
16. Veiseh O., Gunn J. W., Zhang M. Design and fabrication of magnetic nanoparticles for targeted drug delivery and imaging // Adv. Drug. Deliv. Rev. 2010. Vol. 62, no. 3. P. 284–304. DOI: 10.1016/j.addr.2009.11.002.
17. Neuberger T., Schöpf B., Hofmann H., Hofmann M., Von Rechenberg B. Superparamagnetic nanoparticles for biomedical applications: Possibilities and limitations of a new drug delivery system // J. Magn. Magn. Mater. 2005. Vol. 293, no. 1. P. 483–496. DOI: 10.1016/j.jmmm.2005.01.064.
18. Nasongkla N., Bey E., Ren J., Ai H., Khemtong C., Guthi J. S., Chin S.-F., Sherry A. D., Boothman D. A., Gao J. Multifunctional polymeric micelles as cancer-targeted. Nano Lett. 2006;6(11):2427–2430. DOI: 10.1021/nl061412u.
19. Berezin M. Y. (Ed.) Nanotechnology for Biomedical Imaging and Diagnostics: From Nanoparticle Design to Clinical Applications. New York: Wiley, 2015. 520 p. DOI: 10.1002/9781118873151.
20. Губин С. П., Кокшаров Ю. А., Хомутов Г. Б., Юрков Г. Ю. Магнитные наночастицы: методы получения, строение и свойства // Усп. хим. 2005. Т. 74, № 6. Р. 539–574. DOI: 10.1070/RC2005v074n06ABEH000897.
21. Amstad E., Textor M., Reimhult E. Stabilization and functionalization of iron oxide nanoparticles for biomedical applications // Nanoscale. 2011. Vol. 3, no. 7. P. 2819–2843. DOI: 10.1039/C1NR10173K.

22. *Gupta A. K., Gupta M.* Synthesis and surface engineering of iron oxide nanoparticles for biomedical applications // *Biomaterials*. 2005. Vol. 26, no. 18. P. 3995–4021. DOI: 10.1016/j.biomaterials.2004.10.012.
23. *Berry C. C., Curtis A. S.* Functionalisation of magnetic nanoparticles for applications in biomedicine // *J. Phys. D: Appl. Phys.* 2005. Vol. 36, no. 13. P. R198–R206. DOI: 10.1088/0022-3727/36/13/203.
24. *Akbarzadeh A., Samiei M., Davaran S.* Magnetic nanoparticles: preparation, physical properties, and applications in biomedicine // *Nanoscale Res. Lett.* 2012. Vol. 7. P. 144. DOI: 10.1186/1556-276X-7-144.
25. *Huang Y., Hsu J. C., Koo H., Cormode D. P.* Repurposing ferumoxytol: Diagnostic and therapeutic applications of an FDA-approved nanoparticle // *Theranostics*. 2022. Vol. 12, no. 2. P. 796–816. DOI: 10.7150/thno.67375.
26. *Amstad E., Kohlbrecher J., Müller E., Schweizer T., Textor M., Reimhult E.* Triggered release from liposomes through magnetic actuation of iron oxide nanoparticle containing membranes // *Nano Lett.* 2011. Vol. 11, no. 4. P. 1664–1670. DOI: 10.1021/nl2001499.
27. *Vlasova K. Y., Piroyan A., Le-Deygen I. M., Vishwasrao H. M., Ramsey J. D., Klyachko N. L., Golovin Y. I., Rudakovskaya P. G., Kireev I. I., Kabanov A. V., Sokolsky-Papkov M.* Synthesis and surface engineering of iron oxide nanoparticles for biomedical applications Magnetic liposome design for drug release systems responsive to super-low frequency alternating current magnetic field (AC MF) // *J. Colloid Interface Sci.* 2019. Vol. 552. P. 689–700. DOI: 10.1016/j.jcis.2019.05.071.
28. *Khomutov G. B., Kim V. P., Koksharov Yu. A., Potapenkov K. V., Parshintsev A. A., Soldatov E. S., Usmanov N. N., Saletsky A. M., Sybachin A. V., Yaroslavov A. A., Taranov I. V., Cherepenin V. A., Gulyaev Y. V.* Nanocomposite biomimetic vesicles based on interfacial complexes of polyelectrolytes and colloid magnetic nanoparticles // *Colloids and Surfaces A: Physicochemical and Engineering Aspects*. 2017. Vol. 532. P. 26–35. DOI: 10.1016/j.colsurfa.2017.07.035.
29. *Nguyen T. T.* Gold nanoparticles for targeting of biomedical applications: A review // *Asian Journal of Chemistry*. 2024. Vol. 36, no. 8. P. 1741–1746. DOI: 10.14233/ajchem.2024.31729.
30. *Dreaden E. C., Alkilany A. M., Huang X., Murphy C. J., El-Sayed M. A.* The golden age: gold nanoparticles for biomedicine // *Chem. Soc. Rev.* 2012. Vol. 41, no. 7. P. 2740–2779. DOI: 10.1039/C1CS15237H.
31. *Kumalasari M. R., Alfanaa R., Andreani A. S.* Gold nanoparticles (AuNPs): A versatile material for biosensor application // *Talanta Open*. 2024. Vol. 9. P. 100327. DOI: 10.1016/j.talo.2024.100327.
32. *Ferrari E.* Gold nanoparticle-based plasmonic biosensors // *Biosensors*. 2023. Vol. 13, no. 3. P. 411. DOI: 10.3390/bios13030411.
33. *Goddard Z. R., Beekman A. M., Cominetti M. M. D., O'Connell M. A., Chambrier I., Cook M. J., Marín M. J., Russell D. A., Searcey M.* Peptide directed phthalocyanine–gold nanoparticles for selective photodynamic therapy of EGFR overexpressing cancers // *RSC Med. Chem.* 2021. Vol. 12, no. 2. P. 288–292. DOI: 10.1039/D0MD00284D.
34. *Kolesnikova T. A., Gorin D. A., Fernandes P., Kessel S., Khomutov G. B., Fery A., Shchukin D. G., Möhwald H.* Nanocomposite microcontainers with high ultrasound sensitivity // *Adv. Funct. Mater.* 2010. Vol. 20, no. 7. P. 1189–1195. DOI: 10.1002/adfm.200902233.
35. *Novoselova M. V., German S. V., Abakumova T. O., Perevoschikov S. V., Sergeeva O. V., Nesterchuk M. V., Efimova O. I., Petrov K. S., Chernyshev V. S., Zatsepin T. S., Gorin D. A.* Multifunctional nanostructured drug delivery carriers for cancer therapy: Multimodal imaging and ultrasound-induced drug release // *Colloids Surf B Biointerfaces*. 2021. Vol. 200. P. 111576. DOI: 10.1016/j.colsurfb.2021.111576.

36. *De Vry J., Martínez-Martínez P., Losen M., Temel Y., Steckler T., Steinbusch H. W., De Baets M. H., Prickaerts J.* In vivo electroporation of the central nervous system: a non-viral approach for targeted gene delivery // *Prog. Neurobiol.* 2010. Vol. 92, no. 3. P. 227–244. DOI: 10.1016/j.pneurobio.2010.10.001.
37. *Zhang N., Li Z., Han X., Zhu Z., Li Z., Zhao Y., Liu Z., Lv Y.* Irreversible electroporation: An emerging immunomodulatory therapy on solid tumors // *Front. Immunol.* 2022. Vol. 12. P. 811726. DOI: 10.3389/fimmu.2021.811726.
38. *Massart R.* Preparation of aqueous magnetic liquids in alkaline and acidic media // *IEEE Transactions on Magnetics*. 1981. Vol. 17, no. 2. P. 1247–1248. DOI: 10.1109/TMAG.1981.1061188.
39. Гуляев Ю. В., Черепенин В. А., Таранов И. В., Вдовин В. А., Хомутов Г. Б. Воздействие ультракоротких электрических импульсов на нанокомпозитные липосомы в водной среде // Радиотехника и электроника. 2020. Т. 65, № 2. С. 189–196. DOI: 10.31857/S0033849420020096.
40. Гуляев Ю. В., Черепенин В. А., Вдовин В. А., Таранов И. В., Ярославов А. А., Ким В. П., Хомутов Г. Б. Дистанционная декапсулация нанокомпозитных липосом, содержащих внедренные проводящие наночастицы, при воздействии импульсного электрического поля // Радиотехника и электроника. 2015. Т. 60, № 10. С. 1051–1063. DOI: 10.7868/S0033849415100034.
41. Гуляев Ю. В., Черепенин В. А., Таранов И. В., Вдовин В. А., Хомутов Г. Б. Активация нанокомпозитных липосомальных капсул в проводящей водной среде ультракоротким электрическим воздействием // Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66, № 1. С. 82–90. DOI: 10.31857/S0033849421010022.
42. Ландau Л. Д., Лишиц Е. М. Теоретическая физика. Т. 8. Электродинамика сплошных сред. М.: Физматлит, 2005. 656 с.
43. Schwan H. P. Biophysics of the interaction of electromagnetic energy with cells and membranes // In: Grandolfo M., Michaelson S. M., Rindi A. (eds) *Biological Effects and Dosimetry of Nonionizing Radiation*. NATO Advanced Study Institutes Series. Vol. 49. Boston: Springer, 1983. P. 213–231. DOI: 10.1007/978-1-4684-4253-3_9.
44. Овчинников Ю. А. Биоорганическая химия. М.: Просвещение, 1987. 815 с.
45. Ким В. П., Ермаков А. В., Глуховской Е. Г., Рахнянская А. А., Гуляев Ю. В., Черепенин В. А., Таранов И. В., Кормакова П. А., Потапенков К. В., Усманов Н. Н., Салецкий А. М., Кокиашаров Ю. А., Хомутов Г. Б. Планарные наносистемы на основе комплексов амфи菲尔ного полиамина, наночастиц магнетита и молекул ДНК // Российские нанотехнологии. 2014. Т. 9, № 5–6. С. 47–52.
46. Гуляев Ю. В., Черепенин В. А., Таранов И. В., Вдовин В. А., Ярославов А. А., Ким В. П., Хомутов Г. Б. Дистанционная декапсулация нанокомпозитных липосомальных капсул, содержащих золотые наностержни, ультракороткими электрическими импульсами // Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61, № 1. С. 61–65. DOI: 10.7868/S0033849415120104.
47. Chede L. S., Wagner B. A., Buettner G. R., Donovan M. D. Electron spin resonance evaluation of buccal membrane fluidity alterations by sodium caprylate and L-menthol // *Int. J. Mol. Sci.* 2021. Vol. 22, no. 19. P. 10708. DOI: 10.3390/ijms221910708.

References

1. Tewabe A, Abate A, Tamrie M, Seyfu A, Abdela Siraj E.. Targeted drug delivery – from magic bullet to nanomedicine: Principles, challenges, and future perspectives. *J. Multidiscip. Healthc.* 2021;14:1711–1724. DOI: 10.2147/JMDH.S313968.
2. Vargason AM, Anselmo AC, Mitragotri S. The evolution of commercial drug delivery technologies. *Nat. Biomed. Eng.* 2021;5(9):951–967. DOI: 10.1038/s41551-021-00698-w.

Гуляев Ю. В., Черепенин В. А., Таранов И. В., Вдовин В. А., Ярославов А. А., Кравцов И. Д., Григорян И. В., Кокиашаров Ю. А., Хомутов Г. Б.

Известия вузов. ПНД, 2025, т. 33, № 5

3. Ezikea TC, Okpalaa US, Lovet OU, Nwikea CP, Ezeakoa EC, Okparaa OJ, Okoroafora CC, Ezec SC, Kaluc OL, Odohd EC, Nwadikea UG, Ogbodoa JO, Umehb BU, Ossaia EC, Nwangu-ma BC. Advances in drug delivery systems, challenges and future directions. *Heliyon*. 2023;9(6): e17488. DOI: 10.1016/j.heliyon.2023.e17488.
4. Tiwari G, Tiwari R, Sriwastawa B, Bhati L, Pandey S, Pandey P, Bannerjee SK. Drug delivery systems: An updated review. *Int. J. Pharm. Investig.* 2012;2(1):2–11. DOI: 10.4103/2230-973X.96920.
5. Bhagwat RR, Vaidhya IS. Novel drug delivery systems: an overview. *Int. J. Pharm. Sci. Res.* 2013;4(3):970–982. DOI: 10.13040/IJPSR.0975-8232.4(3).970-82.
6. Müller-Goymann CC. Physicochemical characterization of colloidal drug delivery systems such as reverse micelles, vesicles, liquid crystals and nanoparticles for topical administration. *Eur. J. Pharm. Biopharm.* 2004;58(2):343–356. DOI: 10.1016/j.ejpb.2004.03.028.
7. Maximchik PV, Tamarov K, Sheval EV, Tolstik E, Kirchberger-Tolstik T, Yang Z, Sivakov V, Zhivotovsky B, Osminkina LA. Biodegradable porous silicon nanocontainers as an effective drug carrier for regulation of the tumor cell death pathways. *ACS Biomater. Sci. Eng.* 2019;5(11): 6063–6071. DOI: 10.1021/acsbiomaterials.9b01292.
8. Khurana S, Jain NK, Bedi PMS. Development and characterization of a novel controlled release drug delivery system based on nanostructured lipid carriers gel for meloxicam. *Life Sci.* 2013;93(21):763–772. DOI: 10.1016/j.lfs.2013.09.027.
9. Xiong W, Li L, Wang Y, Yu Y, Wang S, Gao Y, Liang Y, Zhang G, Pan W, Yang X. Design and evaluation of a novel potential carrier for a hydrophilic antitumor drug: Auricularia auricular polysaccharide-chitosan nanoparticles as a delivery system for doxorubicin hydrochloride. *Int. J. Pharm.* 2016;511(1):267–275. DOI: 10.1016/j.ijpharm.2016.07.026.
10. Sessa G, Weissmann G. Phospholipid spherules (liposomes) as a model for biological membranes. *J. Lipid Res.* 1968;9(3):310–318. DOI: 10.1016/S0022-2275(20)43097-4.
11. Lasic DD. Liposomes: From Physics to Applications. Amsterdam: Elsevier; 1993. 580 p.
12. Torchilin V, Weissig V, editors. Liposomes: A Practical Approach. Oxford: Oxford University Press; 2003. 396 p.
13. Schwendener RA. Liposomes in biology and medicine. In: Chan WCW, editor. Bio-Applications of Nanoparticles. Advances in Experimental Medicine and Biology. Vol. 620. NY: Springer; 2007. P. 117–128. DOI: 10.1007/978-0-387-76713-0_9
14. Liu P, Chen G, Zhang J. A review of liposomes as a drug delivery system: current status of approved products, regulatory environments, and future perspectives. *Molecules*. 2022;27(4):1372. DOI: 10.3390/molecules27041372.
15. Koksharov YA, Gubin SP, Taranov IV, Khomutov GB, Gulyaev YV. Magnetic nanoparticles in medicine: progress, problems, and advances. *J. Commun. Technol. Electron.* 2022;67(2):101–116. DOI: 10.1134/S1064226922020073.
16. Veiseh O., Gunn J. W., Zhang M. Design and fabrication of magnetic nanoparticles for targeted drug delivery and imaging. *Adv. Drug. Deliv. Rev.* 2010;62(3):284–304. DOI: 10.1016/j.addr.2009.11.002.
17. Neuberger T, Schöpf B, Hofmann H, Hofmann M, Von Rechenberg B. Superparamagnetic nanoparticles for biomedical applications: Possibilities and limitations of a new drug delivery system. *J. Magn. Magn. Mater.* 2005;293(1):483–496. DOI: 10.1016/j.jmmm.2005.01.064.
18. Nasongkla N, Bey E, Ren J, Ai H, Khemtong C, Guthi JS, Chin S-F, Sherry AD, Boothman DA, Gao J. Multifunctional polymeric micelles as cancer-targeted. *Nano Lett.* 2006;6(11):2427–2430. DOI: 10.1021/nl061412u.

19. Berezin MY, editor. Nanotechnology for Biomedical Imaging and Diagnostics: From Nanoparticle Design to Clinical Applications. New York: Wiley; 2015. 520 p. DOI: 10.1002/9781118873151.
20. Gubin SP, Koksharov YA, Khomutov GB, Yurkov GY. Magnetic nanoparticles: preparation, structure and properties. Russ. Chem. Rev. 2005;74(6):489–520. DOI: 10.1070/rc2005v074n06abeh000897.
21. Amstad E, Textor M, Reimhult E. Stabilization and functionalization of iron oxide nanoparticles for biomedical applications. Nanoscale. 2011;3(7):2819–2843. DOI: 10.1039/C1NR10173K.
22. Gupta AK, Gupta M. Synthesis and surface engineering of iron oxide nanoparticles for biomedical applications. Biomaterials. 2005;26(18):3995–4021. DOI: 10.1016/j.biomaterials.2004.10.012.
23. Berry CC, Curtis AS. Functionalisation of magnetic nanoparticles for applications in biomedicine. J. Phys. D: Appl. Phys. 2005;36(13):R198-R206. DOI: 10.1088/0022-3727/36/13/203.
24. Akbarzadeh A, Samiei M, Davaran S. Magnetic nanoparticles: preparation, physical properties, and applications in biomedicine. Nanoscale Res. Lett. 2012;7:144. DOI: 10.1186/1556-276X-7-144.
25. Huang Y, Hsu JC, Koo H, Cormode DP. Repurposing ferumoxytol: Diagnostic and therapeutic applications of an FDA-approved nanoparticle. Theranostics. 2022;12(2):796–816. DOI: 10.7150/thno.67375.
26. Amstad E, Kohlbrecher J, Müller E, Schweizer T, Textor M, Reimhult E. Triggered release from liposomes through magnetic actuation of iron oxide nanoparticle containing membranes. Nano Lett. 2011;11(4):1664–1670. DOI: 10.1021/nl2001499.
27. Vlasova KY, Piroyan A, Le-Deygen IM, Vishwasrao HM, Ramsey JD, Klyachko NL, Golovin YI, Rudakovskaya PG, Kireev II, Kabanov AV, Sokolsky-Papkov M. Synthesis and surface engineering of iron oxide nanoparticles for biomedical applications Magnetic liposome design for drug release systems responsive to super-low frequency alternating current magnetic field (AC MF). J. Colloid Interface Sci. 2019;552:689–700. DOI: 10.1016/j.jcis.2019.05.071.
28. Khomutov GB, Kim VP, Koksharov YuA, Potapenkova KV, Parshintsev AA, Soldatov ES, Usmanov NN, Saletsky AM, Sybachin AV, Yaroslavov AA, Taranov IV, Cherepenin VA, Gulyaev YV. Nanocomposite biomimetic vesicles based on interfacial complexes of polyelectrolytes and colloid magnetic nanoparticles. Colloids and Surfaces A: Physicochemical and Engineering Aspects. 2017;532:26–35. DOI: 10.1016/j.colsurfa.2017.07.035.
29. Nguyen TT. Gold nanoparticles for targeting of biomedical applications: A review. Asian Journal of Chemistry. 2024;36(8):1741–1746. DOI: 10.14233/ajchem.2024.31729.
30. Dreaden EC, Alkilany AM, Huang X, Murphy CJ, El-Sayed MA. The golden age: gold nanoparticles for biomedicine. Chem. Soc. Rev. 2012;41(7):2740–2779. DOI: 10.1039/C1CS15237H.
31. Kumalasari MR, Alfanaar R, Andreani AS. Gold nanoparticles (AuNPs): A versatile material for biosensor application. Talanta Open. 2024;9:100327. DOI: 10.1016/j.talo.2024.100327
32. Ferrari E. Gold nanoparticle-based plasmonic biosensors. Biosensors. 2023;13(3):411. DOI: 10.3390/bios13030411.
33. Goddard ZR, Beekman AM, Cominetti MMD, O'Connell MA, Chambrier I, Cook MJ, Marín MJ, Russell DA, Searcey M. Peptide directed phthalocyanine-gold nanoparticles for selective photodynamic therapy of EGFR overexpressing cancers. RSC Med. Chem. 2021;12(2):288–292. DOI: 10.1039/D0MD00284D.
34. Kolesnikova TA, Gorin DA, Fernandes P, Kessel S, Khomutov GB, Fery A, Shchukin DG, Möhwald H. Nanocomposite microcontainers with high ultrasound sensitivity. Adv. Funct. Mater. 2010;20(7):1189–1195. DOI: 10.1002/adfm.200902233.
35. Novoselova MV, German SV, Abakumova TO, Perevoschikov SV, Sergeeva OV, Nesterchuk MV, Efimova OI, Petrov KS, Chernyshev VS, Zatsepina TS, Gorin DA. Multifunctional nanostructured drug delivery carriers for cancer therapy: Multimodal imaging and ultrasound-induced drug release. Colloids Surf B Biointerfaces. 2021;200:111576. DOI: 10.1016/j.colsurfb.2021.111576.

Гуляев Ю. В., Черепенин В. А., Таранов И. В., Вдовин В. А., Ярославов А. А.,

Кравцов И. Д., Григорян И. В., Кокшаров Ю. А., Хомутов Г. Б.

Известия вузов. ПНД, 2025, т. 33, № 5

36. De Vry J, Martínez-Martínez P, Losen M, Temel Y, Steckler T, Steinbusch HW, De Baets MH, Prickaerts J. In vivo electroporation of the central nervous system: A non-viral approach for targeted gene delivery. *Prog. Neurobiol.* 2010;92(3):227–244. DOI: 10.1016/j.pneurobio.2010.10.001.
37. Zhang N, Li Z, Han X, Zhu Z, Li Z, Zhao Y, Liu Z, Lv Y. Irreversible electroporation: An emerging immunomodulatory therapy on solid tumors. *Front. Immunol.* 2022;12:811726. DOI: 10.3389/fimmu.2021.811726.
38. Massart R. Preparation of aqueous magnetic liquids in alkaline and acidic media. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1981;17(2):1247–1248. DOI: 10.1109/TMAG.1981.1061188.
39. Gulyaev YV, Cherepenin VA, Taranov IV, Vdovin VA, Khomutov GB. Effect of ultrashort electric pulses on nanocomposite liposomes in aqueous medium. *J. Commun. Technol. Electron.* 2020;65:193–199. DOI: 10.1134/S1064226920020096.
40. Gulyaev YV, Cherepenin VA, Vdovin VA, Taranov IV, Yaroslavov AA, Kim VP, Khomutov GB. Pulsed electric field-induced remote decapsulation of nanocomposite liposomes with implanted conducting nanoparticles. *J. Commun. Technol. Electron.* 2015;60:1097–1108. DOI: 10.1134/S1064226915100034.
41. Gulyaev YV, Cherepenin VA, Taranov IV, Vdovin VA, Khomutov GB. Activation of nanocomposite liposomal capsules in a conductive water medium by ultra-short electric exposure. *J. Commun. Technol. Electron.* 2021;66:88–95. DOI: 10.1134/S1064226921010022.
42. Landau LD, Lifshitz EM. *Electrodynamics of Continuous Media*. N.Y.: Elsevier; 2013. 475 p.
43. Schwan HP. Biophysics of the interaction of electromagnetic energy with cells and membranes. In: Grandolfo M, Michaelson SM, Rindi A, editors. *Biological Effects and Dosimetry of Nonionizing Radiation*. NATO Advanced Study Institutes Series. Vol. 49. Boston: Springer; 1983. P. 213–231. DOI: 10.1007/978-1-4684-4253-3_9.
44. Ovchinnikov YuA. *Bioorganic Chemistry*. M.: Prosveshcheniye; 1987. 815 p.
45. Kim VP, Ermakov AV, Glukhovskoy EG, Rakhnyanskaya AA, Gulyaev YuV, Cherepenin VA, Taranov IV, Kormakova PA, Potapenkova KV, Usmanov NN, Saletsky AM, Koksharov YuA, Khomutov GB. Planar nanosystems on the basis of complexes formed by amphiphilic polyamine, magnetite nanoparticles, and DNA molecules. *Nanotechnol. Russia*. 2014;9:280–287. DOI: 10.1134/S1995078014030070.
46. Gulyaev YV, Cherepenin VA, Taranov IV, Vdovin VA, Yaroslavov AA, Kim VP, Khomutov GB. Remote decapsulation of nanocomposite liposomal capsules containing gold nanorods by ultrashort electric pulses. *J. Commun. Technol. Electron.* 2016;61:56–60. DOI: 10.1134/S1064226915120104.
47. Chede LS, Wagner BA, Buettner GR, Donovan MD. Electron spin resonance evaluation of buccal membrane fluidity alterations by sodium caprylate and L-menthol. *Int. J. Mol. Sci.* 2021;22(19):10708. DOI: 10.3390/ijms221910708.



Гуляев Юрий Васильевич – родился в 1935 году в посёлке Томилино Московской области. Окончил Московский физико-технический институт (МФТИ, 1958). Академик РАН, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой полупроводниковой электроники факультета физической и квантовой электроники МФТИ, научный руководитель Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН. Область научных интересов: акустоэлектроника, акустооптика, физика полупроводников, физика твёрдого тела, радиофизика, электроника, информатика, медицинская электроника, спиноволновая электроника, теория динамических систем и хаос. Имеет более 1300 научных публикаций.

Россия, 125009 Москва, ул. Моховая, 11/7
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
E-mail: gulyaev@cplire.ru
ORCID: 0000-0003-4401-9275
AuthorID (eLibrary.Ru): 155541

Гуляев Ю. В., Черепенин В. А., Таранов И. В., Вдовин В. А., Ярославов А. А., Кравцов И. Д., Григорян И. В., Кокшаров Ю. А., Хомутов Г. Б.
Известия вузов. ПНД, 2025, т. 33, № 5



Черепенин Владимир Алексеевич — родился в Москве (1947). Окончил физический факультет МГУ. Академик РАН (2022), доктор физико-математических наук (1989), профессор (1997). Руководитель лаборатории вычислительной физики (с 1985 года) и заместитель директора по научной работе Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН. Область научных интересов — информационные технологии в радиофизике и физической электронике; применение методов вычислительной физики к исследованию процессов во взаимодействующих средах.

Россия, 125009 Москва, ул. Моховая, 11/7
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
E-mail: cher@cplire.ru
ORCID: 0009-0004-2299-5552
AuthorID (eLibrary.Ru): 21201



Таранов Игорь Владимирович — кандидат физико-математических наук (2021), научный сотрудник Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН.

Россия, 125009 Москва, ул. Моховая, 11/7
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
E-mail: i.v.t@bk.ru
ORCID: 0000-0002-3732-213X
AuthorID (eLibrary.Ru): 182703



Вдовин Владимир Александрович — кандидат физико-математических наук, ведущий научный сотрудник Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН.

Россия, 125009 Москва, ул. Моховая, 11/7
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
E-mail: vdv@cplire.ru
ORCID: 0000-0002-2486-751X
AuthorID (eLibrary.Ru): 28077



Ярославов Александр Анатольевич — родился в 1952 году. Окончил химический факультет Московского государственного университета (1974). Член-корреспондент РАН (2016), доктор химических наук (1995), профессор (2000). С 1977 года работает в МГУ, с 2016 года — в должности заведующего кафедрой высокомолекулярных соединений химического факультета. Специалист в области химии высокомолекулярных соединений. Область научных интересов — синтез и модификация водорастворимых полимеров, в том числе полизелектролитов; исследование механизмов их взаимодействия с коллоидными дисперсиями и биологическими мембранами; биомедицинское и бионалитическое применение синтетических водорастворимых полимеров.

Россия, 119991 Москва, Ленинские горы, д. 1
Московский государственный университет имени М. В. Ломоносова
E-mail: yaroslav@belozersky.msu.ru
AuthorID (eLibrary.Ru): 46303



Кравцов Игорь Дмитриевич — студент Фрязинского филиала Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН.

Россия, 141190, Московская область, г. Фрязино, пл. Введенского, 1
Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
E-mail: kravtcov.id20@physics.msu.ru



Григорян Илья Валентинович — окончил физический факультет Московского государственного университета (1974). В настоящее время обучается в аспирантуре МГУ и работает на кафедре биофизики физического факультета МГУ.

Россия, 119991 Москва, Ленинские горы, д. 1
Московский государственный университет имени М. В. Ломоносова
E-mail: grigorian.iv19@physics.msu.ru
ORCID: 0009-0001-0576-7599



Кокшаров Юрий Алексеевич — родился в 1964 году. Окончил физический факультет МГУ (1987). Доктор физико-математических наук (2013), профессор. Область научных интересов — спектроскопия электронного магнитного резонанса, физика конденсированного состояния, физика магнитных явлений, наночастицы иnanoструктуры, биофизика.

Россия, 119991 Москва, Ленинские горы, д. 1
Московский государственный университет имени М. В. Ломоносова
E-mail: yak@physics.msu.ru
ORCID: 0000-0001-9266-0089
AuthorID (eLibrary.Ru): 26439



Хомутов Геннадий Борисович — окончил физический факультет Московского государственного университета имени М. В. Ломоносова (1979). Доктор физико-математических наук по специальности «Биофизика» (2006). Область научных интересов: изучение фундаментальных взаимосвязей между химическим составом, структурной организацией, особенностями физических и химических взаимодействий на nanoуровне и физико-химическими свойствами наносистем и наноматериалов различной природы.

Россия, 125009 Москва, ул. Моховая, 11/7
Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
Россия, 119991 Москва, Ленинские горы, д. 1
Московский государственный университет имени М. В. Ломоносова
E-mail: gbk@mail.com
ORCID: 0000-0002-7639-5171
AuthorID (eLibrary.Ru): 79344

*Гуляев Ю. В., Черепенин В. А., Таранов И. В., Вдовин В. А., Ярославов А. А.,
Кравцов И. Д., Григорян И. В., Кокшаров Ю. А., Хомутов Г. Б.*
Известия вузов. ПНД, 2025, т. 33, № 5



Известия высших учебных заведений. Прикладная нелинейная динамика. 2025. Т. 33, № 5
Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5)

Научная статья
УДК 621.385.6

DOI: 10.18500/0869-6632-003191
EDN: HHZBIR

Исследование микрополосковых планарных замедляющих систем для приборов вакуумной микроэлектроники миллиметрового диапазона

P. A. Торгашов^{1,2}✉, A. Г. Рожнев^{1,2}, Н. М. Рыскин^{1,2}

¹Саратовский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Россия

²Саратовский национальный исследовательский государственный университет
имени Н. Г. Чернышевского, Россия

E-mail: ✉torgashovra@gmail.com, rozhnevag@gmail.com, ryskinnm@gmail.com

Поступила в редакцию 7.05.2025, принята к публикации 9.07.2025,
опубликована онлайн 14.07.2025, опубликована 30.09.2025

Аннотация. Целью данной работы является исследование электродинамических характеристик планарных замедляющих систем типа меандр на диэлектрической подложке для миниатюрных ламп бегущей волны миллиметрового диапазона с ленточными электронными пучками. **Методы.** Основным методом является численное моделирование процессов распространения электромагнитных волн в указанных структурах с использованием современных конечно-элементных и конечно-разностных программных пакетов трехмерного полностью электромагнитного моделирования. **Результаты.** Показано, что, помимо основной замедленной волны, в микрополосковой замедляющей системе существуют также быстрые объемные моды, которые могут препятствовать стабильной работе ЛБВ-усилителя. Проведена оптимизация геометрических параметров системы с целью подавления объемных мод в рабочем диапазоне частот. Особенностью указанных систем являются также высокие значения коэффициента затухания для замедленных волн. Приведены результаты моделирования омических потерь с использованием различных численных методов, проведено их качественное и количественное сравнение. **Заключение.** Подробно исследованы электродинамические характеристики миниатюрных планарных замедляющих систем типа микрополосковый меандр на диэлектрической подложке. Исследовано влияние геометрических параметров системы на частоты отсечки объемных и поверхностных мод. Проанализированы основные методы моделирования омических потерь. Показано, что моделирование по теории возмущений и во временной области даёт заниженные значения омических потерь.

Ключевые слова: вакуумная микроэлектроника, планарные замедляющие системы, лампа бегущей волны, дисперсионная характеристика, сопротивление связи, коэффициент затухания, численное моделирование электромагнитных волн, метод конечных элементов.

Благодарности. Работа выполнена в рамках государственного задания ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН.

Для цитирования: Торгашов P. A., Рожнев A. Г., Рыскин Н. М. Исследование микрополосковых планарных замедляющих систем для приборов вакуумной микроэлектроники миллиметрового диапазона // Известия вузов. ПНД. 2025. Т. 33, № 5. С. 731–747. DOI: 10.18500/0869-6632-003191. EDN: HHZBIR

Статья опубликована на условиях Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Study of the microstrip planar slow-wave structures for the millimeter-band vacuum microelectronics devices

R. A. Torgashov^{1,2} , A. G. Rozhnev^{1,2}, N. M. Ryskin^{1,2}

¹Saratov Branch of Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of the RAS, Russia

²Saratov State University, Russia

E-mail: torgashovra@gmail.com, rozhnevag@gmail.com, ryskinnm@gmail.com

Received 7.05.2025, accepted 9.07.2025, available online 14.07.2025, published 30.09.2025

Abstract. The aim of this work is study of high-frequency characteristics of planar meander-line slow-wave structures on dielectric substrates for millimeter-band traveling-wave tubes with sheet electron beam. The main method is numerical simulation of electromagnetic wave propagation processes in the mentioned structures using modern three-dimensional fully-electromagnetic finite-element and finite-difference software simulation packages. Results. For the microstrip slow-wave structure in addition to the main slow-wave mode there are fast volume modes, which can prevent stable regimes of TWT-amplifier operation. The spatial parameters of the structure were optimized to suppress the volume modes in the operating frequency band. High values of the attenuation coefficient of the surface slow-wave modes are also the features of the system. The results of the simulation of the ohmic losses using different numerical methods are presented, their qualitative and quantitative comparison is carried out. Conclusion. The high-frequency characteristics of miniaturized planar microstrip meander-line slow-wave structures on a dielectric substrate are studied in detail. The effect of spatial parameters of the structure on the cut-off frequencies of volume and surface modes is investigated. The main methods of ohmic loss simulation are presented. It is shown that simulation using perturbation theory and time-domain simulation gives underestimated values of ohmic losses.

Keywords: vacuum microelectronic, planar microstrip slow wave structures, traveling wave tube, dispersion, interaction impedance, attenuation coefficient, numerical modeling of the electromagnetic waves, finite element method.

Acknowledgements. This study was carried out within the framework of the state task of Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of the RAS.

For citation: Torgashov RA, Rozhnev AG, Ryskin NM. Study of the microstrip planar slow-wave structures for the millimeter-band vacuum microelectronics devices. Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5):731–747. DOI: 10.18500/0869-6632-003191

This is an open access article distributed under the terms of Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Введение

Одной из важнейших тенденций развития электровакуумных приборов СВЧ является их миниатюризация. В конце 1980-х годов на стыке вакуумной и твердотельной электроники сформировалось целое научное направление — вакуумная микроэлектроника. Более того, в настоящее время вошел в употребление термин «вакуумная наноэлектроника». В нашей стране одним из пионеров этого научного направления является академик Юрий Васильевич Гуляев, который еще на Первой международной конференции по вакуумной микроэлектронике в Вильямсбурге, США (1988 г.), представил обзорный доклад, посвященный состоянию исследований по проблеме миниатюризации, проводившихся в Советском Союзе (см. [1]).

Миниатюрные аналоги «классических» электровакуумных приборов, таких как лампы бегущей волны (ЛБВ) и лампы обратной волны (ЛОВ), вызывают особый интерес в связи с перспективами освоения миллиметрового и субмиллиметрового (терагерцевого) диапазонов длин волн [2]. Ключевыми требованиями, предъявляемыми к подобным приборам, являются их малая масса и габариты, а также возможность работы при сравнительно низких значениях рабочих напряжений (менее 10 кВ). С этой точки зрения перспективными представляются приборы с электродинамическими структурами в виде планарных микрополосковых замедляющих систем (ЗС) на диэлектрических подложках. Такие структуры способны обеспечить высокие значения

замедления, что позволяет сократить длину пространства взаимодействия, что, очевидно, имеет принципиальное значение для миниатюризации. Планарные микрополосковые ЗС являются пространственно-развитыми структурами, в которых можно обеспечить взаимодействие с высокоспектральными ленточными электронными пучками. Кроме того, их конструкция избавляет от необходимости формирования микроразмерного пролетного канала для электронного пучка.

Первые приборы на основе подобных ЗС были созданы еще в 1970-х годах [3]. В 1990-е годы по инициативе Ю. В. Гуляева разработка миниатюрных приборов с планарными ЗС на диэлектрических подложках была начата в Саратовском филиале Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН. В этих исследованиях принимал участие коллектив сотрудников под руководством Н. И. Синицына, в том числе Г. В. Торгашов, Ю. Ф. Захарченко, А. И. Жбанов, И. С. Нефедов и другие сотрудники. Ими были предложены и исследованы конструкции встречно-штыревых, лестничных и меандровых ЗС, в том числе миллиметрового диапазона [4].

В последнее десятилетие исследования планарных ЗС значительно активизировались в разных странах (США, Китай, Индия, Великобритания, Германия, Сингапур) в связи с обострением интереса к освоению ТГц-диапазона. Наибольшее внимание уделяется ЗС в виде меандровой линии и её различным модификациям (см., например, [5–11]). Однако возможны и иные конфигурации, например, встречно-штыревые или копланарные структуры [12, 13], структуры типа «кольцо-перемычка» [14] и др. Обзор современного состояния исследований можно найти в недавних монографиях [15, 16]. В том числе работы по данной тематике были возобновлены в СФИРЭ РАН, где совместно с сотрудниками СГУ имени Н. Г. Чернышевского была предложена оригинальная технология изготовления микрополосковых ЗС, основанная на лазерной микрообработке проводящих пленок толщиной несколько микрон, нанесенных на диэлектрическую подложку с помощью магнетронного напыления [5, 17–19]. Очевидными достоинствами разработанной технологии является высокая скорость изготовления, низкая себестоимость и возможность быстро вносить изменения в конструкцию ЗС. Кроме того, магнетронное напыление позволяет наносить проводящие покрытия относительно большой толщины (до 10 мкм). Были изготовлены структуры вплоть до D-диапазона частот (110...170 ГГц), причем экспериментальные результаты хорошо согласуются с расчетными [19].

В настоящее время для исследования электродинамических характеристик ЗС обычно применяются различные коммерческие или свободно распространяемые программные пакеты, в которых реализовано численное решение уравнений Максвелла методами конечных элементов или конечных разностей. Наиболее распространенными являются COMSOL Multiphysics [20], ANSYS HFSS [21] и CST Studio Suite [22]. Они позволяют получить достаточно полную картину распространения электромагнитных волн в различных, в том числе периодических, системах, изучить структуру полей различных мод и другие характеристики. В данной работе приведены результаты исследования электродинамических характеристик микрополосковой меандровой ЗС для миниатюрной ЛБВ V-диапазона (50...70 ГГц). Приведены результаты численного моделирования, исследована структура собственных мод и другие электродинамические характеристики ЗС. Отдельное внимание уделяется корректному учету омических потерь, что в случае тонкопленочных структур представляет достаточно сложную задачу, даже при использовании современных программных пакетов. Также представлено сопоставление с результатами экспериментального исследования ЗС.

1. Особенности электродинамических характеристик меандровой ЗС на диэлектрической подложке

Рассмотрим структуру в виде микрополосковой линии в форме прямоугольного меандра на диэлектрической подложке в прямоугольном волноводе сечением $a \times b$, схема которой представлена на рис. 1. Предполагается, что подложка толщиной h_s изготовлена из кварца ($\epsilon = 3.75$),

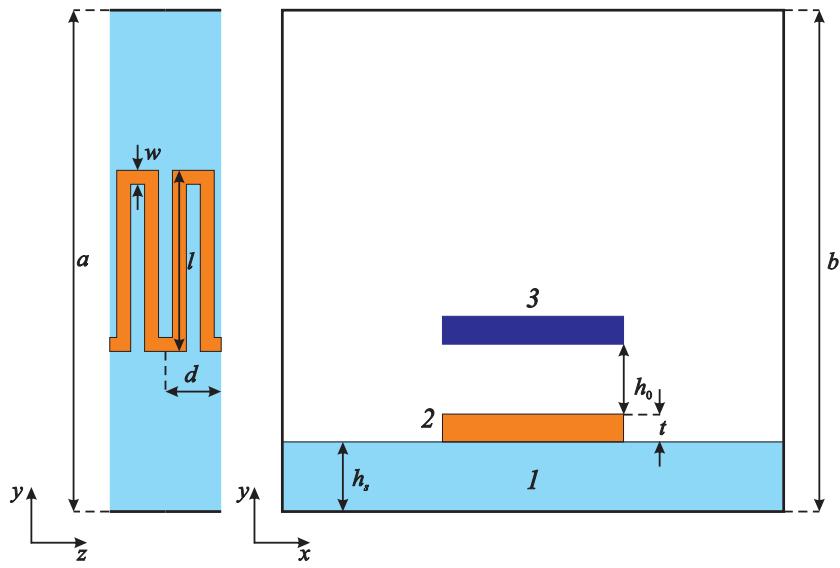


Рис. 1. Схема меандровой ЗС на диэлектрической подложке: 1 — подложка, 2 — меандр, 3 — электронный пучок (цвет онлайн)

Fig. 1. Schematic diagram of the meander-line SWS on a dielectric substrate: 1 — substrate, 2 — meander line, 3 — electron beam (color online)

а её ширина равна ширине волновода. Период и ширина микрополосковой линии были выбраны равным $d = 200$ мкм и $l = 650$ мкм, ширина микрополоска составила $w = d/4 = 50$ мкм, толщина проводящего слоя $t = 1$ мкм.

Моделирование проводилось с использованием программного пакета COMSOL Multiphysics (результаты расчета дисперсионных характеристик и сопротивления связи хорошо согласуются с данными, полученными с помощью программных пакетов CST Studio Suite и ANSYS HFSS, рассматриваемых в рамках данной работы). На первом этапе исследований предполагалось, что подложка имеет толщину $h_s = 500$ мкм и располагается в прямоугольном волноводе стандартного сечения WR-15 ($a \times b = 3.6 \times 1.8$ мм²), что соответствовало размерам структуры, которая исследовалась экспериментально в работе [5]. На рис. 2, а приведены результаты расчета дисперсионных характеристик ЗС в координатах частота f — сдвиг фазы на период структуры ϕ .

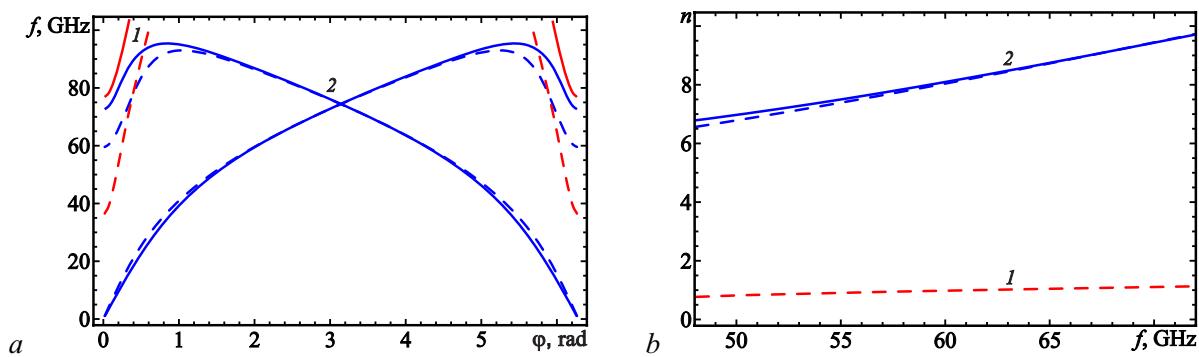


Рис. 2. Дисперсионная характеристика (а) и зависимости коэффициента замедления от частоты (б): 1 — объемные быстрые моды, 2 — поверхностные замедленные моды. Штриховыми линиями показаны зависимости для изначальной конструкции, сплошными — после оптимизации (цвет онлайн)

Fig. 2. Dispersion diagram (a) and slow-wave factor vs. frequency (b): 1 — volume fast modes, 2 — surface slow-wave modes. The dashed lines show the dependencies for the original design, the solid lines show those after optimization (color online)

Анализ собственных мод в такой системе показывает, что существуют две моды, соответствующие замедленной поверхностной волне. На дисперсионной диаграмме соответствующие кривые смыкаются на π -виде колебаний. Это является следствием наличия у системы скользящей плоскости симметрии [23].

Поверхностная волна является замедленной, её поле локализовано вблизи микрополосковой линии, а поперечное волновое число чисто мнимое. На рис. 2, b приведена зависимость коэффициента замедления $n = c/v_{ph}$ для прямой пространственной гармоники в рабочем диапазоне частот. Видно, что обеспечивается высокий коэффициент замедления, который в диапазоне 50...70 ГГц составляет 5...9. Соответственно, синхронизм волны с электронным пучком возможен при достаточно низких напряжениях 2...10 кВ. Нижняя частота отсечки у поверхностной моды отсутствует, так же как и у однородной микрополосковой линии.

Помимо медленных поверхностных волн, в рабочем диапазоне частот также может распространяться гибридная объемная мода. Частота отсечки этой моды совпадает с частотой отсечки объемной моды однородной микрополосковой линии и определяется поперечными размерами структуры. Из рис. 2, b видно, что объемная мода является незамедленной ($n < 1$). Таким образом, она не взаимодействует с электронным пучком. Однако в устройствах ввода/вывода энергии может иметь место частичная трансформация сигнала в объемную моду, что негативно влияет на согласование. Поэтому целесообразно увеличить частоту отсечки объемной моды, чтобы она лежала выше рабочего диапазона частот.

Исследование влияния поперечных размеров системы на частоты отсечки (частоты 2π -вида колебаний) объемной и поверхностных мод показало, что основной эффект оказывают ширина волновода и толщина диэлектрической подложки. На рис. 3 приведены соответствующие зависимости, из которых видно, что при уменьшении ширины волновода частота отсечки замедленной поверхностной моды практически не меняется, а частота отсечки объемной быстрой моды быстро увеличивается. Уменьшение толщины подложки приводит к увеличению двух указанных частот. В связи с этим в дальнейшем толщина подложки была уменьшена до $h_s = 250$ мкм, а ширина волновода — до $a = 1.8$ мм.

Указанная модификация геометрии приводит к тому, что частота отсечки объемной моды увеличивается до 76 ГГц и находится вне рабочего диапазона частот. В то же время дисперсионные характеристики замедленной моды в полосе частот 50...70 ГГц меняются слабо.

Замедленная волна также обладает явно выраженной продольной компонентой электрического поля, что позволяет обеспечить её взаимодействие с электронным пучком. Важным параметром,

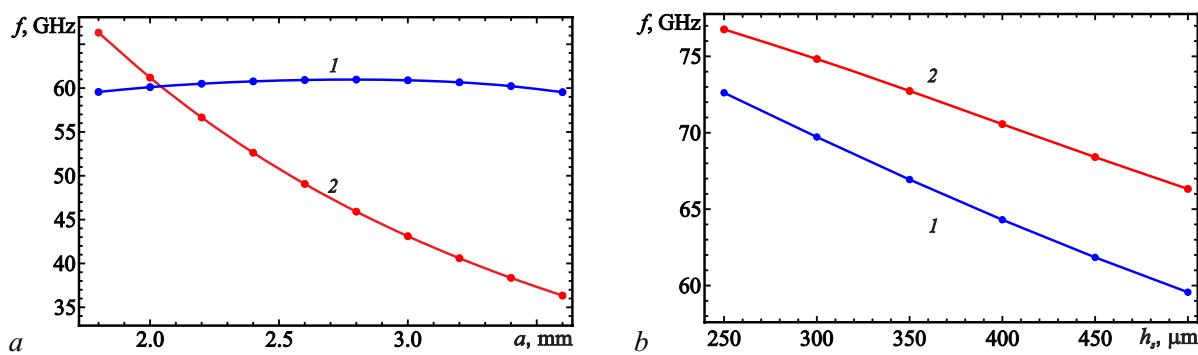


Рис. 3. Зависимость частоты 2π -вида колебаний от ширины волновода (a) и от толщины подложки (b): 1 — поверхность замедленные волны, 2 — объемные быстрые моды (цвет онлайн)

Fig. 3. Frequencies of a 2π -type oscillations vs. waveguide width (a) and substrate thickness (b): 1 — surface slow-wave modes, 2 — volume fast modes (color online)

определяющим эффективность электронно-волнового взаимодействия, является сопротивление связи, которое определяется формулой [23, 24]:

$$K_m = \frac{\overline{|E_{z,m}|^2}}{2\beta_m^2 P}. \quad (1)$$

Здесь

$$E_{z,m} = \frac{1}{d} \int_0^d E_z \exp(i\beta_m z) dz \quad (2)$$

— амплитуда продольной составляющей m -ой пространственной гармоники, с которой взаимодействует ЭП, β_m — постоянная распространения,

$$P = \iint_{S_\perp} S_z dx dy = \frac{v_{\text{gr}} W}{d} \quad (3)$$

— усредненный по времени поток энергии через поперечное сечение структуры S_\perp , переносимый вдоль продольного направления, S_z — проекция вектора Умова–Пойнтинга на продольное направление, W — средняя по времени запасенная на периоде структуры энергия, v_{gr} — групповая скорость. В (1) черта сверху означает усреднение по поперечному сечению пучка S_b :

$$\overline{|E_{z,m}|^2} = \frac{1}{S_b} \iint_{S_b} |E_{z,m}|^2 dx dy. \quad (4)$$

На рис. 4 представлено распределение амплитуды нулевой пространственной гармоники поля замедленной моды на частоте 60 ГГц. Пространственная гармоника сильно локализована в области меандровой микрополосковой структуры. Причем в горизонтальном направлении распределение амплитуды оказывается относительно однородным. Соответственно, целесообразно выбрать ширину ленточного электронного пучка совпадающей с шириной меандра.

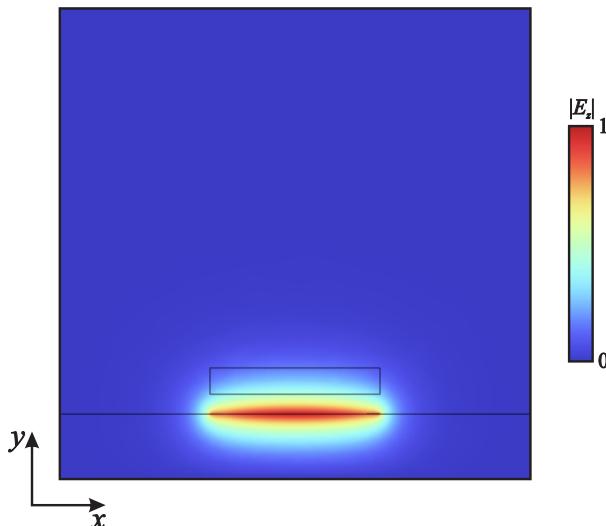


Рис. 4. Распределение $|E_{z,m}|$ в поперечном сечении ЗС на частоте 60 ГГц (цвет онлайн)

Fig. 4. Distribution of the $|E_{z,m}|$ in the SWS cross section at a frequency of 60 GHz (color online)

При удалении от поверхности ЗС амплитуда пространственной гармоники быстро спадает, изменяясь примерно как $|E_z| \sim \exp(-\gamma_m y)$, где $\gamma_m = \sqrt{\beta_m^2 - (\omega/c)^2}$ — поперечное волновое число. Соответственно, чем ближе будет положение электронного пучка к поверхности микрополосковой линии, тем выше будут значения сопротивления связи. Также пучок должен иметь небольшую толщину. Однако ленточные электронные пучки при фокусировке постоянными магнитными полями подвержены диокотронной неустойчивости, что приводит к сильной деформации формы пучка по мере распространения вдоль поверхности ЗС и создает риск оседания электронов на поверхность ЗС [25, 26].

В связи с указанными выше соображениями размеры пучка были выбраны равными $650 \times 100 \text{ мкм}^2$, и считалось, что пучок распространяется на расстоянии $h_0 = 75 \text{ мкм}$ от поверхности меандра. Положение электронного пучка показано прямоугольником на рис. 4.

Интерес представляет также разработка ЗС с большей толщиной проводящего слоя t , так как при увеличении толщины снижается риск разрушения структуры в случае токооседания. На рис. 5 приведены результаты расчета электродинамических характеристик в случае увеличения толщины проводящего слоя до значений 10 мкм. Видно, что с ростом t происходит небольшое изменение дисперсии в области рабочих частот (рис. 5, a). Коэффициент замедления уменьшается, как показано на рис. 5, b. Также был проведен расчет сопротивления связи, усредненного по поперечному сечению пучка, в рабочей полосе частот. Как видно из рис. 5, c, сопротивление связи оказывается достаточно высоким — до 20 Ом на длинноволновом конце рабочего диапазона. С ростом частоты его значения уменьшаются. Увеличение толщины проводящего слоя приводит к увеличению сопротивления связи примерно на 1.5...2 Ом в рабочем диапазоне.

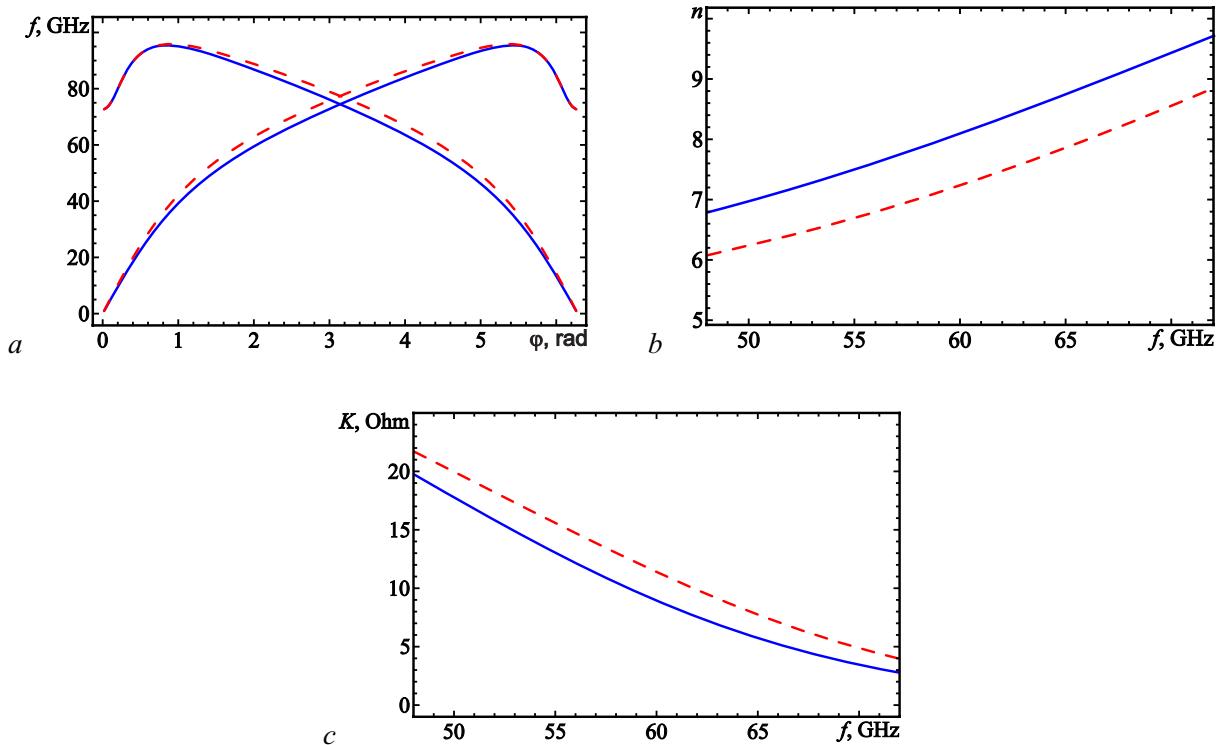


Рис. 5. Дисперсионная характеристика (a), коэффициент замедления (b) и сопротивление связи (c) ЗС для толщины металлического покрытия 1 мкм (сплошные линии) и 10 мкм (штриховые) (цвет онлайн)

Fig. 5. Dispersion characteristic (a), slow-wave factor (b) and interaction impedance (c) for the SWS with 1-um (solid lines) and 10-um (dashed lines) strip thickness (color online)

В работе [18] показано, что в ЛБВ V-диапазона с меандровой ЗС с толщиной проводящего слоя в 10 мкм возможно эффективное взаимодействие с электронным пучком с током 100 мА и напряжением 6 кВ. В такой системе можно получить высокие значения коэффициента усиления до 30 дБ, а также выходную мощность порядка 15...20 Вт. Полоса усиления по уровню –3 дБ составляет примерно 2 ГГц. Такие выходные параметры соответствуют требованиям, предъявляемым к усилителям миллиметрового диапазона для использования в системах передачи данных нового поколения.

2. Особенности расчета омических потерь в тонкопленочных ЗС

При проектировании и разработке устройств миллиметрового и субмиллиметрового диапазона длин волн важным фактором является корректный учет омических потерь, которые существенно влияют на выходные характеристики приборов. В случае микрополосковых ЗС возникают дополнительные сложности, связанные с наличием в системе тонкопленочного металлического покрытия. Величина потерь увеличивается с уменьшением толщины пленки. Такая зависимость объясняется краевыми эффектами, а именно увеличением поверхностных токов, текущих по пленке вблизи её краев.

Часто применяемые методы учета затухания за счет конечной проводимости металла заключаются в использовании теории возмущений, а также импедансных граничных условий (ГУ) на поверхности металла. Ограничением применимости этих методик является требование того, чтобы толщина слоя металла и радиус кривизны поверхности были значительно больше, чем толщина скин-слоя [27, 28]. Толщина скин-слоя рассчитывается по формуле $\delta_s = \sqrt{1/(\pi f \mu_0 \sigma)}$, где σ — проводимость металла, μ — его относительная магнитная проницаемость, μ_0 — магнитная постоянная. Для пленки, изготовленной из меди, с учетом шероховатости поверхности проводимость лежит в диапазоне $\sigma = (2...3) \cdot 10^7$ См/м. Тогда на частоте $f = 60$ ГГц получаем $\delta_s \sim 0.4$ мкм, то есть для пленки толщиной несколько микрон скин-слой составляет заметную долю её толщины. В таких условиях возникает вопрос, насколько данные методики применимы для систем миллиметрового диапазона в случае, когда металлическая пленка имеет малую толщину от 1 до 10 мкм.

В современных программных пакетах, предназначенных для моделирования электромагнитных полей в различных СВЧ-устройствах, в таких ситуациях предусмотрено использование специальных разновидностей ГУ, которые позволяют моделировать поля в системах, содержащих металлические элементы с малой толщиной (пленки, тонкие ребра и т. д.). Например, в программе COMSOL Multiphysics для этого применяются граничные условия, называемые “Transition Boundary Condition”. Эти ГУ связывают компоненты поверхностных токов, текущих по двум сторонам тонкой пленки, а через них связываются и компоненты электромагнитных полей в точках, лежащих по разные стороны пленки. Ввиду отсутствия общепринятого русскоязычного перевода для этого названия будем в дальнейшем использовать для обозначения этого типа ГУ термин “Transition BC”. Если размеры металлических элементов существенно превышают толщину скин-слоя, для моделирования систем с омическими потерями хорошо работают импедансные граничные условия, также реализованные в пакете COMSOL Multiphysics.

В коде ANSYS HFSS (HFSS), входящем в пакет ANSYS Electronics Suite, для моделирования систем с тонкими металлическими структурами используется, по существу, этот же тип ГУ, с той разницей, что такие структуры могут состоять из нескольких слоев с разной проводимостью, что позволяет моделировать слоистые системы или изменение проводимости металла по направлению, нормальному к его поверхности.

В программе CST Microwave Studio (CST), которая является составной частью пакета CST Studio Suite и предназначена для решения в основном того же круга задач, что и HFSS,

для моделирования омических потерь в металле используются либо импедансные ГУ, как и в двух упомянутых выше программах, либо подход, связанный с использованием теории возмущений. В этом случае система рассчитывается в предположении идеальной проводимости металлических элементов и отсутствия потерь в объеме диэлектрических включений, а затем рассчитываются поправки к частотам и добротность колебаний в объемных резонаторах или поправки к постоянной распространения и коэффициент затухания в случае анализа волн в передающих структурах.

В CST для нахождения характеристик системы с затуханием с помощью теории возмущений реализованы специальные макросы. Хотя такие возможности отсутствуют в COMSOL Multiphysics и HFSS, их несложно реализовать, используя возможности постпроцессоров обеих программ.

Помимо этого, отметим, что существуют два различных общих подхода к расчету потерь в периодических электродинамических системах. Первый основан на моделировании прохождения сигнала через полноразмерную структуру, содержащую большое число периодов и имеющую на обоих концах согласующие устройства, соединяющие ЗС с регулярными линиями передачи. Если число периодов структуры достаточно велико (несколько десятков и более), а согласование хорошее, то вкладом согласующих элементов в общие потери можно пренебречь. В этом случае коэффициент затухания определяется простой формулой $\alpha [\text{dB}/\text{N}] = S_{21}/N$, где S_{21} — элемент матрицы передачи, выраженный в дБ, N — число периодов ЗС. Матрица передачи рассчитывается либо в частотной, либо во временной области. В первом случае анализируется прохождение через систему гармонического сигнала, частота которого меняется для построения зависимости коэффициента затухания в требуемой полосе частот. В другом варианте исследуется прохождение через систему широкополосного импульса с использованием кода для нестационарного компьютерного моделирования, а затем элементы матрицы передачи всей системы рассчитываются с помощью преобразования Фурье. Очевидно, что в обоих случаях для подобных расчетов необходимы вычислительные устройства, обладающие мощными процессорами и большой оперативной памятью. Помимо этого, для проведения моделирования требуется значительное время.

Существенно менее затратным является подход, основанный на моделировании колебаний в одной ячейке ЗС, ограниченной двумя плоскостями, перпендикулярными её оси и разнесенными между собой на один период структуры d . На этих плоскостях ставятся периодические граничные условия Флоке, согласно которым колебания поля в двух точках, сдвинутых друг относительно друга на период, отличаются только сдвигом фазы φ , который задается как параметр. При такой постановке задача сводится к расчету частот и добротностей собственных типов колебаний в замкнутом резонаторе. Из-за потерь в металлических стенках ЗС и в объеме возможных диэлектрических включений частоты собственных колебаний в резонаторе являются комплексными: $\omega_i = \omega'_i + j\gamma_i$, где ω'_i — действительная часть частоты, γ_i — коэффициент затухания, индекс i нумерует типы колебаний. Поскольку далее будут представлены результаты только для основного типа волны и, соответственно, для основного типа колебаний на одном периоде ЗС, индекс i будем опускать.

Найденная зависимость $\omega'(\varphi)$ дает закон дисперсии для распространяющейся в ЗС волны, величина $\beta = \varphi/d$ — продольная постоянная распространения. Фазовая и групповая скорости равны соответственно $v_{\text{ph}} = \omega'/\beta$ и $v_{\text{gr}} = d\omega'/d\beta$. Пространственный коэффициент затухания волны на одном периоде ЗС α связан с коэффициентом затухания колебаний в резонаторе во времени γ соотношением $\alpha = \gamma v_{\text{gr}}$. Учитывая, что добротность колебаний равна

$$Q = \frac{\omega'}{2\gamma}, \quad (5)$$

получаем формулу для расчета параметра пространственного затухания в виде

$$\alpha = 8.686 \frac{1}{2Q} \frac{2\pi f d}{v_{\text{gr}}}. \quad (6)$$

Коэффициент затухания здесь выражается в дБ/период. Формула (6) удобна в случае расчетов с использованием любой из упомянутых выше программ численного моделирования электромагнитных полей, так как все они имеют в постпроцессоре макросы или другие возможности для вычисления добротности найденных собственных колебаний в исследуемых резонаторах. Групповая скорость в (6) определяется либо численным дифференцированием полученной в расчете дисперсионной зависимости, либо с помощью соотношения (3).

Добротность колебаний, входящая в (6), определяется по-разному в зависимости от способа моделирования. Если решается краевая задача с постановкой на проводящих границах импедансных граничных условий или условий типа “Transition BC”, а для описания поглощения в объеме диэлектрических включений используется комплексная диэлектрическая проницаемость, то результатом вычислений будет в том числе значение комплексной частоты рассчитываемой моды $\omega = \omega' + j\gamma$. Тогда добротность находится из формулы (5). В случае подхода, основанного на теории возмущений, для вычисления добротности используется формула

$$Q = \frac{\omega' W}{\frac{R_s}{2} \int_{S_m} |H_t|^2 dS + \frac{\omega'}{2} \int_{V_d} \epsilon'' \epsilon_0 |\vec{E}|^2 dV}. \quad (7)$$

Здесь $R_s = 1/(\delta_s \sigma)$ — действительная часть поверхностного импеданса металла, H_t — касательная компонента магнитного поля к поверхности металла, ϵ'' — мнимая часть относительной диэлектрической проницаемости объемных диэлектрических включений, ϵ_0 — диэлектрическая постоянная, S_m — поверхность металла с конечной проводимостью, V_d — объем, занимаемый диэлектриком.

Описанные методики расчета затухания и три упомянутых выше пакета программ численного моделирования электромагнитных полей использованы для расчетов коэффициента затухания в микрополосковой планарной ЗС на диэлектрической подложке в прямоугольном волноводе. При решении задачи на собственные значения в каждой из указанных программ и при моделировании полноразмерной структуры в программных пакетах COMSOL и HFSS применялись модули, реализующие метод конечных элементов. Расчеты проводились на тетраэдральных нерегулярных сетках с векторными конечными элементами второго порядка.

Решалась задача нахождения собственных значений для колебаний в резонаторе на одном периоде структуры, ограниченном плоскостями, перпендикулярными осям системы, на которых ставились периодические граничные условия Флоке. По найденным значениям частот и распределениям полей рассчитывался коэффициент затухания с использованием приведенных выше формул. В ходе решения указанной задачи в различных программных пакетах для увеличения точности расчета собственных значений использовались методы аддитивного сгущения расчетных сеток, которые приводили к сходимости решения после 2–3 итераций. Точность решения задавалась с использованием соответствующих настроек решателя каждой из программ. Относительная погрешность при расчете собственных значений составляла величину порядка 10^{-6} , а для рассчитанных полей $10^{-3} \dots 10^{-4}$.

Размеры системы были такими же, что и в предыдущей части статьи. Проводимость, используемая в расчетах, была равна $\sigma = 2.4 \cdot 10^7$ См/м. Эта величина примерно соответствует значению эффективной проводимости, полученной по формуле [29]

$$\sigma = \frac{\sigma_0}{\left(1 + \frac{2}{\pi} \arctan \left[1.4 \left(\frac{r}{\delta}\right)^2\right]\right)^2} \quad (8)$$

для средней частоты рассматриваемого диапазона $f = 60$ ГГц, среднеквадратичного размера шероховатости поверхности $r = 0.25$ мкм и проводимости чистой бескислородной меди $\sigma_0 = 5.8 \cdot 10^7$ См/м. Тангенс угла потерь в кварцевой подложке составлял $\tan \delta = 0.0004$.

На рис. 6 приведены частотные зависимости коэффициента затухания основного типа волны в исследуемой ЗС, рассчитанные с использованием пакетов COMSOL, CST и HFSS. Сплошные линии соответствуют толщине пленки, из которой изготовлен меандр, равной 1 мкм, пунктирные линии — толщине 10 мкм. Синий, красный и зеленый цвета использованы для представления результатов, полученных с помощью программ COMSOL, CST и HFSS соответственно. Для расчета затухания структур с толщиной металлизации 10 мкм во всех трех случаях использовались импедансные ГУ. При толщине 1 мкм в программах HFSS и COMSOL применялись граничные условия типа “Transition BC”, а в CST — импедансные ГУ. Из рис. 6 видно, что для толстой пленки результаты расчетов по всем трем программам хорошо соответствуют друг другу. В то же время в случае меандра с толщиной 1 мкм расчет по программе HFSS дает в области высоких частот заметно меньшие значения затухания по сравнению с двумя другими программами. Из рис. 6 следует также, что с уменьшением толщины пленки затухание в системе растет, что согласуется с общими теоретическими представлениями о влиянии краевых эффектов в тонких пленках на величину затухания.

Далее был исследован вопрос о возможности использования метода возмущений для расчета затухания в системах, содержащих тонкие металлические элементы. На рис. 7 приведены результаты расчета коэффициента затухания в меандровой ЗС с использованием двух подходов, в которых применяются ГУ, позволяющие явным образом учитывать влияние конечной проводимости металла (сплошные линии), а также результаты, полученные с помощью формул метода возмущений (пунктирные линии). Красные кривые посчитаны с помощью программы CST, синие — с помощью COMSOL Multiphysics. Толщина меандра во всех случаях составляла 1 мкм. Для учета конечной проводимости металла в программе COMSOL использовались ГУ типа “Transition BC”, в то время как в CST применялись ГУ импедансного типа. Из рисунка видно, что в случае тонких пленок метод возмущения дает существенно заниженные величины затухания по сравнению с более строгими методиками. Дополнительное исследование также показало, что заниженные значения коэффициента затухания, полученные с помощью метода возмущений, сохраняются и в случае более толстых пленок, вплоть до толщины 10 мкм. Эти результаты здесь не приводятся.

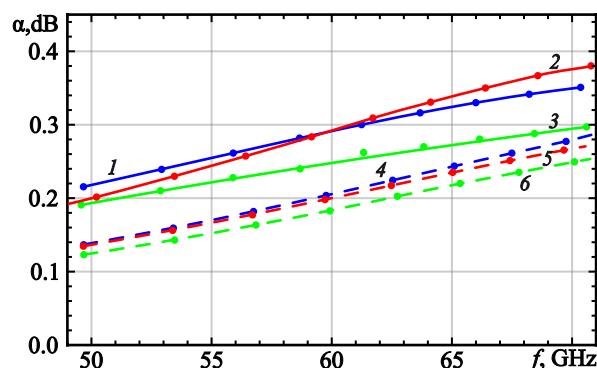


Рис. 6. Частотные зависимости коэффициента затухания для ЗС с толщиной металлизации 1 мкм (сплошные линии) и 10 мкм (пунктир), рассчитанные с использованием различных пакетов электромагнитного моделирования: COMSOL (кривые 1, 4), CST (кривые 2, 5) и HFSS (кривые 3, 6) (цвет онлайн)

Fig. 6. Attenuation vs. frequency for SWS with metallization thickness of 1 um (solid lines) and 10 um (dashed lines), calculated by various electromagnetic codes: COMSOL (lines 1, 4), CST (lines 2, 5) and HFSS (lines 3, 6) (color online)

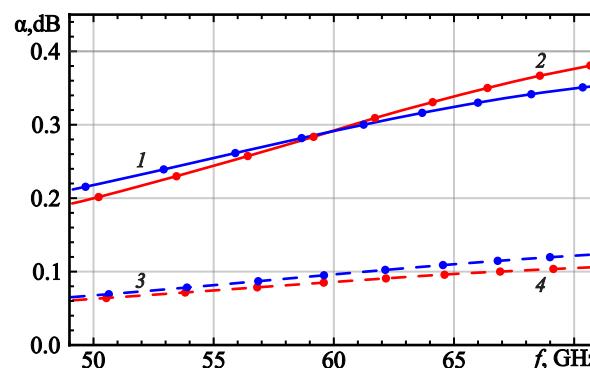


Рис. 7. Сравнение затухания, рассчитанного с использованием программ COMSOL (линии 1 и 3) и CST (линии 2 и 4). Сплошная кривая 1 — ГУ типа “Transition BC”, сплошная кривая 2 — импедансные ГУ, пунктирные кривые 3 и 4 — метод возмущений (цвет онлайн)

Fig. 7. Comparison of attenuation calculated by COMSOL (lines 1 and 2) and CST (lines 3 and 4). 1 and 2 solid lines are calculated by using impedance boundary condition and “Transition BC” on metal surface respectively, dashed lines 3 and 4 calculated with perturbation theory (color online)

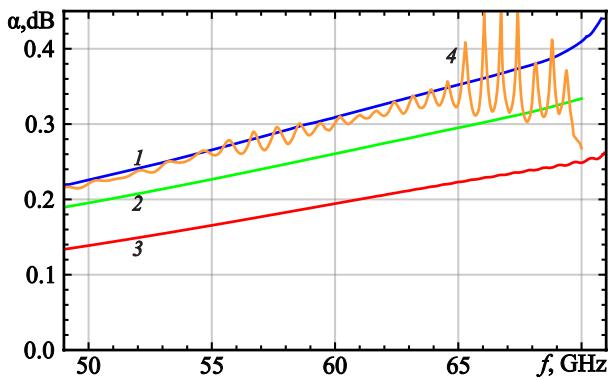


Рис. 8. Сравнение экспериментальной зависимости коэффициента затухания от частоты с результатами расчетов этой величины, полученными из вычислительных зависимостей коэффициента прохождения сигнала через полноразмерную модель ЗС с толщиной металлизации 1 мкм. Кривая 1 – расчет по программе COMSOL с использованием ГУ типа “Transition BC”, 2 – по программе HFSS с использованием ГУ типа “Transition BC”, 3 – по программе CST с использованием ГУ импедансного типа во временной области, кривая 4 – экспериментальные результаты (цвет онлайн)

Fig. 8. Comparison of the experimental values of the attenuation vs. frequency with the results of simulation of the full-sized SWS model with metallization thickness of 1 um obtained by COMSOL, HFSS and CST. Line 1 – calculation by COMSOL using “Transition BC”, 2 – by HFSS using “Transition BC”, 3 – by CST using impedance boundary condition in time domain, line 4 – experimental results (color online)

экспериментальными данными наблюдается при использовании пакета COMSOL Multiphysics, где моделирование проводится в частотной области с ГУ типа “Transition BC”. Расчет во временной области с помощью пакета CST с импедансными ГУ на тонких металлических поверхностях приводит к существенно меньшей (почти в два раза) величине коэффициента затухания. Это обстоятельство необходимо учитывать при моделировании нестационарных процессов взаимодействия электромагнитных волн с пучками заряженных частиц в случае, когда в электродинамической структуре присутствуют металлические элементы с малой толщиной. Для решения подобных задач часто используется пакет CST Particle Studio, в котором часть, относящаяся к расчету электромагнитных полей, основана на тех же алгоритмах, что и программа CST Microwave Studio.

При моделировании процессов электронно-волнового взаимодействия или распространения электромагнитных волн во временной области методом конечных разностей в программном пакете CST для случая ЗС с тонкими металлическими элементами требуется уточнение значений эффективной проводимости с целью достижения соответствия между различными методами. Как показано на рис. 6, расчет омических потерь методом конечных элементов в частотной области в программных пакетах CST и COMSOL дает близкие результаты. Поэтому в качестве первого шага предлагается проводить моделирование именно с использованием модели одиночного периода в пакете CST, проводя далее расчет полноразмерной модели во временной области с аналогичным значением эффективной проводимости. В случае, если результаты показывают различие в расчетах коэффициента затухания, необходимо снизить значение эффективной проводимости при моделировании полноразмерной модели во временной области для достижения соответствия по величине затухания в системе.

Помимо методик, использующих анализ колебаний на одном периоде системы, было также проведено моделирование прохождения сигнала через полноразмерную систему и рассчитаны частотные зависимости коэффициента прохождения $S_{21}(f)$. После этого были получены коэффициенты затухания как функции частоты. Эти результаты представлены на рис. 8. На нем кривая 1 рассчитана с использованием программы COMSOL Multiphysics, кривая 2 – с помощью HFSS, кривая 3 – с помощью CST. В пакетах COMSOL и HFSS расчеты проводились в частотной области методом конечных элементов, а в CST – во временной области с помощью прямого трехмерного моделирования нестационарных уравнений Максвелла методом конечного интегрирования (Finite integration technique, FIT), который является разновидностью метода конечных разностей во временной области. В случае HFSS модель ЗС содержала 46 периодов ЗС, в двух остальных программах – 138 периодов.

Кривая 4 на рис. 8 представляет результаты экспериментального измерения коэффициента прохождения. Методика измерений подробно описана в [19]. Как следует из рисунка, наилучшее совпадение результатов расчетов с

Заключение

В работе проведен подробный анализ основных электродинамических характеристик микрополосковой замедляющей системы в форме прямоугольного меандра на диэлектрической подложке из кварца для миниатюрной низковольтной ЛБВ V-диапазона с ленточным электронным пучком. Исследована структура дисперсионных характеристик. Показано, что, помимо основной замедленной моды, в системе может распространяться быстрая объемная мода. Исследовано влияние геометрических размеров ЗС на частоты отсечки таких мод и проведена оптимизация структуры с целью подавления объемных мод в рабочем диапазоне частот. Показано, что для поверхностной моды характерны высокие значения коэффициента замедления, соответствующие напряжениям синхронизма порядка 2...10 кВ. Исследована структура поля замедленной моды и показано, что в системе возможны высокие значения сопротивления связи до 20 Ом, что обеспечивает эффективное электронно-волновое взаимодействие в приборах типа ЛБВ-усилителя с такими ЗС.

Показано, что для систем типа меандра на диэлектрической подложке характерными являются высокие значения коэффициента затухания. В процессе численного моделирования необходим тщательный выбор способа учета потерь, поскольку использование различных методик может приводить к сильно различающимся результатам. В расчетах, основанных на анализе собственных затухающих колебаний на одном периоде структуры, наиболее достоверными представляются результаты, полученные с помощью программы COMSOL и ГУ типа “Transition BC”, а также результаты по программе CST с использованием импедансных ГУ. Последнее обстоятельство является неожиданным, поскольку для пленок толщиной 1 мкм формальные условия применимости импедансных ГУ не выполняются.

Использование формул теории возмущений во всем исследованном диапазоне толщин меандра 1...10 мкм приводит к существенным ошибкам в определении коэффициента затухания ЗС.

При нестационарном моделировании полноразмерной системы с использованием CST и импедансных ГУ получается значительно меньшее значение коэффициента затухания по сравнению с экспериментальными данными и результатами полноразмерного моделирования в частотной области по программе COMSOL. Эту особенность необходимо учитывать при моделировании с помощью CST нестационарных процессов в электродинамических структурах, содержащих тонкие металлические элементы, в частности, при моделировании процессов взаимодействия электромагнитных волн с потоками заряженных частиц.

Список литературы

1. Gulyaev Y. V., Sinitsyn N. I. Super-miniaturization of low-power vacuum microwave devices // IEEE Trans. Electron Devices. 1989. Vol. 36, no. 11. P. 2742–2743. DOI: 10.1109/16.43782.
2. Денисов Г. Г., Глявин М. Ю., Гинзбург Н. С., Зотова И. В., Песков Н. Ю., Савилов А. В., Рыскин Н. М. Вакуумная СВЧ-электроника: освоение терагерцового диапазона частот // В кн.: Терагерцевая фотоника и оптоэлектроника / Под ред. В. Я. Панченко. М.: РАН, 2024. 764 с.
3. Potter B. R., Scott A. W., Tancredi J. J. High-power printed circuit traveling wave tubes // In: 1973 International Electron Devices Meeting. 1973, Washington, DC, USA. P. 521–524. DOI: 10.1109/IEDM.1973.188775.
4. Гуляев Ю. В., Жбанов А. И., Захарченко Ю. Ф., Нефедов И. С., Синицын Н. И., Торгашов Г. В. Планарные замедляющие системы миниатюрных электровакуумных СВЧ приборов // Радиотехника и электроника. 1994. Т. 39, № 12. С. 2049–2058.
5. Ryskin N. M., Rozhnev A. G., Starodubov A. V., Serdobintsev A. A., Pavlov A. M., Benedik A. I., Torgashov R. A., Torgashov G. V., Sinitsyn N. I. Planar microstrip slow-wave structure for low-

- voltage V-band traveling-wave tube with a sheet electron beam // IEEE Electron Device Letters. 2018. Vol. 39, no. 5. P. 757–760. DOI: 10.1109/LED.2018.2821770.
6. Wang S., Aditya S., Xia X., Ali Z., Miao J. On-wafer microstrip meander-line slow-wave structure at Ka-band // IEEE Trans. Electron Devices. 2018. Vol. 65, no. 6. P. 2142–2148. DOI: 10.1109/TED.2018.2798575.
 7. Wang S., Aditya S., Xia X., Ali Z., Miao J., Zheng Y. Ka-band symmetric V-shaped meander-line slow wave structure // IEEE Transactions on Plasma Science. 2019. Vol. 47, no. 10. P. 4650–4657. DOI: 10.1109/TPS.2019.2940254.
 8. Wang Z., Du F., Li S., Hu Q., Duan Z., Gong H., Gong Y., Feng J. Study on an X-band sheet beam meander-line SWS // IEEE Transactions on Plasma Science. 2020. Vol. 48, no. 12. P. 4149–4154. DOI: 10.1109/TPS.2020.3035411.
 9. Socuéllamos J. M., Dionisio R., Letizia R., Paoloni C. Experimental validation of phase velocity and interaction impedance of meander-line slow-wave structures for space traveling-wave tubes // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2021. Vol. 69, no. 4. P. 2148–2154. DOI: 10.1109/TMTT.2021.3054913.
 10. Guo G., Zhang T., Zeng J., Yang Z., Yue L., Wei Y. Investigation and fabrication of the printed microstrip meander-line slow-wave structures for D-band traveling wave tubes // IEEE Trans. Electron Devices. 2022. Vol. 69, no. 9. P. 5229–5234. DOI: 10.1109/TED.2022.3192214.
 11. Guo G., Jing Z., Qixiang Z., Tianzhong Z., Taifu Z., Pengyu L., HanBiao T., Yanyu W. Investigation and experiment of a novel chamfered V-shaped microstrip slow-wave structure for W-band traveling-wave tube // J. Infrared Milli. Terahz Waves. 2024. Vol. 45. P. 629–644. DOI: 10.1007/s10762-024-00994-x.
 12. Торгашов Р. А., Бенедик А. И., Рыскин Н. М. Исследование миниатюрного низковольтного генератора обратной волны миллиметрового диапазона с планарной замедляющей системой // Известия вузов. ПНД. 2017. Т. 25, № 5. С. 35–46. DOI: 10.18500/0869-6632-2017-25-5-35-46.
 13. Zhao C., Aditya S., Wang S. A novel coplanar slow-wave structure for millimeter-wave BWO applications // IEEE Trans. Electron Devices. 2021. Vol. 68, no. 4. P. 1924–1929. DOI: 10.1109/TED.2021.3059435.
 14. Ulisse G., Krozer V. W-band traveling wave tube amplifier based on planar slow wave structure // IEEE Electron Device Letters 2017. Vol. 38, no. 1. P. 126–129. DOI: 10.1109/LED.2016.2627602.
 15. Zhao C., Aditya S. Planar Slow-Wave Structures: Applications in Traveling-Wave Tubes. Institute of Physics Publishing, 2024. 326 p. DOI: 10.1088/978-0-7503-5764-7.
 16. Gong Y., Wang S. Planar Slow Wave Structure Traveling Wave Tubes. Design, Fabrication and Experiment. Institute of Physics Publishing, 2024. 188 p. DOI: 10.1088/978-0-7503-5452-3.
 17. Ryskin N. M., Torgashov R. A., Starodubov A. V., Rozhnev A. G., Serdobintsev A. A., Pavlov A. M., Galushka V. V., Bessonov D. A., Ulisse G., Krozer V. Development of microfabricated planar slow-wave structures on dielectric substrates for miniaturized millimeter-band traveling-wave tubes // J. Vac. Sci. Technol. B. 2021. Vol. 39, no. 1. P. 013214. DOI: 10.1116/6.0000716.
 18. Торгашов Р. А., Стародубов А. В., Рожнев А. Г., Рыскин Н. М. Исследование и разработка ламп бегущей волны с планарными микрополосковыми замедляющими системами на диэлектрических подложках // Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67, № 10. С. 981–986. DOI: 10.31857/S0033849422100138.
 19. Nozhkin D. A., Starodubov A. V., Torgashov R. A., Galushka V. V., Kozhevnikov I. O., Serdobintsev A. A., Lebedev A. D., Kozyrev A. A., Ryskin N. M. Laser micromachining of 2-D microstrip V-band meander-line slow wave structures // IEEE Trans. Electron Devices. 2025. Vol. 72, no. 1. P. 453–458. DOI: 10.1109/TED.2024.3507759.
 20. RF Module User's Guide, COMSOL Multiphysics® v. 5.6. 2020. Stockholm: COMSOL AB, 2020.

21. High Frequency Structure Simulator (HFSS). ANSYS Inc, Pittsburg, PA, USA [Electronic resource] // Available from: <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>
22. CST STUDIO SUITE [Electronic resource] // Available from: <http://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite>
23. Силин Р.А., Сазонов В.П. Замедляющие системы. М.: Советское радио, 1966. 632 с.
24. Трубецков Д.И., Храмов А.Е. Лекции по СВЧ электронике для физиков. М.: Физматлит, 2003. Т. 1. 496 с.
25. Cutler C. C. Instability in hollow and strip electron beams // J. Appl. Phys. 1955. Vol. 27, no. 9. P. 1028–1029. DOI: 10.1063/1.1722535.
26. Nguyen K. T., Pasour J., Antonsen T. M., Larsen P. B., Petillo J. J., Levush B. Intense sheet electron beam transport in a uniform solenoidal magnetic field // IEEE Trans. Electron Devices. 2009. Vol. 56, No. 5. P. 744–752. DOI: 10.1109/TED.2009.2015420.
27. Вайнштейн Л. А. Электромагнитные волны. М.: Радио и связь, 1988. 440 с.
28. Ильинский А. С., Слепян Г. Я. Колебания и волны в электродинамических системах с потерями. М.: Изд-во МГУ, 1983. 232 с.
29. Hammerstad E. O. Microstrip Handbook / ed. by Bekkadal F. Trondheim, Norway: Norwegian Inst. Technol, 1985. 118 p.

References

1. Gulyaev YV, Sinitsyn NI. Super-miniaturization of low-power vacuum microwave devices. IEEE Trans. Electron Devices. 1989;36(11):2742–2743. DOI: 10.1109/16.43782.
2. Denisov GG, Glyavin MYu, Ginzburg NS, Zotova IV, Peskov NY, Savilov AV, Ryskin NM. Vacuum microwave electronics: development of terahertz frequency range. In: Panchenko VYa, editor. Terahertz Photonics and Optoelectronics. М.: RAS; 2024. 764 p. (in Russian).
3. Potter BR, Scott AW, Tancredi JJ. High-power printed circuit traveling wave tubes. In: 1973 International Electron Devices Meeting. 1973, Washington, DC, USA. P. 521–524. DOI: 10.1109/IEDM.1973.188775.
4. Gulyaev YuV, Zhanov AI, Zakharchenko YuF, Nefedov IS, Sinitsyn NI, Torgashov GV. Planar slow-wave systems for miniature electrovacuum microwave devices. J. Commun. Technol. Electron. 1994;39(12):2049–2058.
5. Ryskin NM, Rozhnev AG, Starodubov AV, Serdobintsev AA, Pavlov AM, Benedik AI, Torgashov RA, Torgashov GV, Sinitsyn NI. Planar microstrip slow-wave structure for low-voltage V-band traveling-wave tube with a sheet electron beam. IEEE Electron Device Letters. 2018;39(5):757–760. DOI: 10.1109/LED.2018.2821770.
6. Wang S, Aditya S, Xia X, Ali Z, Miao J. On-wafer microstrip meander-line slow-wave structure at Ka-band. IEEE Trans. Electron Devices. 2018;65(6):2142–2148. DOI: 10.1109/TED.2018.2798575.
7. Wang S, Aditya S, Xia X, Ali Z, Miao J, Zheng Y. Ka-band symmetric V-shaped meander-line slow wave structure. IEEE Transactions on Plasma Science. 2019;47(10):4650–4657. DOI: 10.1109/TPS.2019.2940254.
8. Wang Z, Du F, Li S, Hu Q, Duan Z, Gong H, Gong Y, Feng J. Study on an X-band sheet beam meander-line SWS. IEEE Transactions on Plasma Science. 2020;48(12):4149–4154. DOI: 10.1109/TPS.2020.3035411.
9. Socuéllamos JM, Dionisio R, Letizia R, Paoloni C. Experimental validation of phase velocity and interaction impedance of meander-line slow-wave structures for space traveling-wave tubes. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2021;69(4):2148–2154. DOI: 10.1109/TMTT.2021.3054913.
10. Guo G, Zhang T, Zeng J, Yang Z, Yue L, Wei Y. Investigation and fabrication of the printed

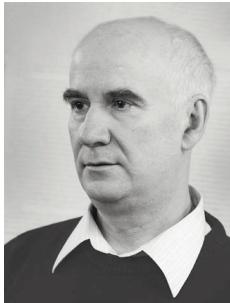
- microstrip meander-line slow-wave structures for D-band traveling wave tubes. *IEEE Trans. Electron Devices*. 2022;69(9):5229–5234. DOI: 10.1109/TED.2022.3192214.
11. Guo G, Jing Z, Qixiang Z, Tianzhong Z, Taifu Z, Pengyu L, HanBiao T, Yanyu W. Investigation and experiment of a novel chamfered V-shaped microstrip slow-wave structure for W-band traveling-wave tube. *J. Infrared Milli. Terahz Waves*. 2024;45:629–644. DOI: 10.1007/s10762-024-00994-x.
 12. Torgashov RA, Benedik AI, Ryskin NM. Study of miniaturized low-voltage backward-wave oscillator with a planar slow-wave structure. *Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics*. 2017;25(5):35–46. (in Russian). DOI: 10.18500/0869-6632-2017-25-5-35-46.
 13. Zhao C, Aditya S, Wang S. A novel coplanar slow-wave structure for millimeter-wave BWO applications. *IEEE Trans. Electron Devices*. 2021;68(4):1924–1929. DOI: 10.1109/TED.2021.3059435.
 14. Ulisse G, Krozer V. W-band traveling wave tube amplifier based on planar slow wave structure. *IEEE Electron Device Letters*. 2017; 38(1):126–129. DOI: 10.1109/LED.2016.2627602.
 15. Zhao C, Aditya S. Planar Slow-Wave Structures: Applications in Traveling-Wave Tubes. Institute of Physics Publishing; 2024. 326 p. DOI: 10.1088/978-0-7503-5764-7.
 16. Gong Y, Wang S. Planar Slow Wave Structure Traveling Wave Tubes. Design, Fabrication and Experiment. Institute of Physics Publishing, 2024. 188 p. DOI: 10.1088/978-0-7503-5452-3.
 17. Ryskin NM, Torgashov RA, Starodubov AV, Rozhnev AG, Serdobintsev AA, Pavlov AM, Galushka VV, Bessonov DA, Ulisse G, Krozer V. Development of microfabricated planar slow-wave structures on dielectric substrates for miniaturized millimeter-band traveling-wave tubes. *J. Vac. Sci. Technol. B*. 2021;39(1):013214. DOI: 10.1116/6.0000716.
 18. Torgashov RA, Starodubov AV, Rozhnev AG, Ryskin NM. Research and development of traveling Wave tubes with planar microstrip slow-wave structures on dielectric substrates. *J. Commun. Technol. Electron.* 2022;67:1231–1236. DOI: 10.1134/S1064226922100138.
 19. Nozhkin DA, Starodubov AV, Torgashov RA, Galushka VV, Kozhevnikov IO, Serdobintsev AA, Lebedev AD, Kozyrev AA, Ryskin NM. Laser micromachining of 2-D microstrip V-band meander-line slow wave structures. *IEEE Trans. Electron Devices*. 2025;72(1):453–458. DOI: 10.1109/TED.2024.3507759.
 20. RF Module User's Guide, COMSOL Multiphysics® v. 5.6. 2020. Stockholm: COMSOL AB; 2020.
 21. High Frequency Structure Simulator (HFSS). ANSYS Inc, Pittsburg, PA, USA [Electronic resource]. Available from: <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>
 22. CST STUDIO SUITE [Electronic resource]. Available from: <http://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite>
 23. Silin RA, Sazonov VP. Slow-Wave Structures. M.: Sovetskoe Radio; 1966. 632 p. (in Russian).
 24. Trubetskov DI, Khramov AE. Lectures on Microwave Electronics for Physicists. Vol. 1. Moscow: Fizmatlit; 2003. 496 p. (in Russian).
 25. Cutler CC. Instability in hollow and strip electron beams. *J. Appl. Phys.* 1955;27(9):1028–1029. DOI: 10.1063/1.1722535.
 26. Nguyen KT, Pasour J, Antonsen TM, Larsen PB, Petillo JJ, Levush B. Intense sheet electron beam transport in a uniform solenoidal magnetic field. *IEEE Trans. Electron Devices*. 2009; 56(5):744–752. DOI: 10.1109/TED.2009.2015420.
 27. Vainshtein LA. Electromagnetic waves. Moscow: Radio i Svyaz; 1988. 440 p. (in Russian).
 28. Ilinskiy AS, Slepyan GYa. Oscillations and waves in a electrodynamiс structures with losses. Moscow: Moscow University Press; 1983. 232 p. (in Russian).
 29. Hammerstad EO. Microstrip Handbook / ed. by Bekkadal F. Trondheim, Norway: Norwegian Inst. Technol. Publishing; 1985. 118 p.

Торгашов Роман Антонович — родился в Саратове (1997). Окончил с отличием бакалавриат (2018) и магистратуру (2020) Саратовского государственного университета имени Н. Г. Чернышевского по направлению «Прикладные математика и физика». Защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук по специальности «Радиофизика» (2024). Младший научный сотрудник лаборатории вакуумной микро- и наноэлектроники Саратовского филиала ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. Доцент кафедры нелинейной физики СГУ имени Н. Г. Чернышевского. Область научных интересов: приборы вакуумной электроники ТГц-диапазона, вакуумная микроэлектроника. Автор более 60 научных трудов по указанным направлениям.



Россия, 410019 Саратов, ул. Зелёная, 38
Саратовский филиал Института радиотехники и электроники
им. В. А. Котельникова РАН
Россия, 410012 Саратов, ул. Астраханская, 83
Саратовский национальный исследовательский
государственный университет имени Н. Г. Чернышевского
E-mail: TorgashovRA@gmail.com
ORCID: 0000-0002-9090-0349
AuthorID (eLibrary.Ru): 992133

Рожнев Андрей Георгиевич — родился в Саратове (1959). Окончил с отличием физический факультет Саратовского государственного университета по специальности «Радиофизика» (1981). С 1981 года работал в НИИ механики и физики СГУ, затем в НИИ естественных наук СГУ. С 2002 преподаёт на кафедре нелинейной физики СГУ в должности доцента. С 2017 года работает в Саратовском филиале Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН в должности старшего научного сотрудника. Защитил диссертацию на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук по специальности «Радиофизика» (2019, СГУ). Научные интересы — вакуумная электроника СВЧ, вакуумная микроэлектроника, нелинейная теория колебаний и волн, вычислительная электродинамика, фотоника, метаматериалы. Опубликовал свыше 100 научных статей по указанным направлениям.



Россия, 410019 Саратов, ул. Зелёная, 38
Саратовский филиал Института радиотехники и электроники
им. В. А. Котельникова РАН
Россия, 410012 Саратов, ул. Астраханская, 83
Саратовский национальный исследовательский
государственный университет имени Н. Г. Чернышевского
E-mail: RozhnevAG@gmail.ru
ORCID: 0000-0003-4687-1357
AuthorID (eLibrary.Ru): 29273

Рыскин Никита Михайлович — окончил физический факультет Саратовского государственного университета (1991). Защитил диссертации на соискание учёной степени кандидата (1996) и доктора физико-математических наук (2005). Главный научный сотрудник, заведующий лабораторией Саратовского филиала ИРЭ РАН. Заведующий кафедрой динамических систем СГУ на базе СФ ИРЭ РАН. Область научных интересов: нелинейная теория колебаний и волн, приборы вакуумной электроники ТГц-диапазона, вакуумная микроэлектроника. Имеет более 200 научных публикаций по указанным выше направлениям.



Россия, 410019 Саратов, ул. Зелёная, 38
Саратовский филиал Института радиотехники и электроники
им. В. А. Котельникова РАН
Россия, 410012 Саратов, ул. Астраханская, 83
Саратовский национальный исследовательский
государственный университет имени Н. Г. Чернышевского
E-mail: ryskinnm@info.sgu.ru
ORCID: 0000-0001-8501-6658
AuthorID (eLibrary.Ru): 29838



Известия высших учебных заведений. Прикладная нелинейная динамика. 2025. Т. 33, № 5
Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5)

Обзорная статья
УДК 537.86 + 621.3

DOI: 10.18500/0869-6632-003183
EDN: YYRUFM

Зарождение и становление фрактальной радиофизики и фрактальной радиоэлектроники в ИРЭ РАН

A. A. Потапов^{1,2}

¹Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия

²Университет Цзинань, Гуанчжоу, Китай

E-mail: [✉ potapov@cplire.ru](mailto:potapov@cplire.ru)

Поступила в редакцию 17.03.2025, принята к публикации 12.05.2025,
опубликована онлайн 19.06.2025, опубликована 30.09.2025

Аннотация. Цель. В статье изложены основные моменты зарождения, становления и развития применения теории фракталов, топологии, теории дробной размерности и скейлинга в решении задач радиоэлектроники и радиофизики в СССР и России в ИРЭ АН СССР и ИРЭ РАН, начиная с 80-х годов XX века. Методы. Актуальность проведения авторских исследований связана с необходимостью более точного описания реальных процессов, происходящих в современных интеллектуальных радиосистемах. Это, прежде всего, учет эредитарности (памяти), негауссовой, скейлинга (самоподобия, автомодельности) и топологии физических сигналов и полей. Результаты. Все исследования проводятся в фундаментальном научном направлении «Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника: проектирование фрактальных радиосистем», инициированном и разрабатываемом автором в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН с 1979 г. по настоящее время. Заключение. Автор развивает и усиливает свои идеи о том, что в радионуках должно быть прочно введено новое — «фрактальное» — измерение, причем не на вспомогательную роль, а в качестве фундаментального объясняющего фактора. Это позволяет перейти на новый уровень информационной структуры реальных немарковских сигналов и полей. Показана важная роль академика РАН Юрия Васильевича Гуляева в развитии данного фундаментального научного направления, выразившись, в частности, в его разнообразной помощи автору в продвижении своих идей в СССР, России и мире.

Ключевые слова: фрактал, текстура, скейлинг, дробные производные, радиофизика, радиоэлектроника, многопрофильное радио.

Благодарности. Работа выполнена в рамках государственного задания ИРЭ РАН, тема «Эфир–3».

Для цитирования: Потапов А. А. Зарождение и становление фрактальной радиофизики и фрактальной радиоэлектроники в ИРЭ РАН // Известия вузов.ПНД. 2025. Т. 33, № 5. С. 748–776. DOI: 10.18500/0869-6632-003183. EDN: YYRUFM

Статья опубликована на условиях Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

The origin and formation of fractal radiophysics and fractal radio electronics at the IRE RAS

A. A. Potapov^{1,2}

¹V. A. Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of the RAS, Moscow, Russia

²Jinan University, Guangzhou, China

E-mail: potapov@cplire.ru

Received 17.03.2025, accepted 12.05.2025, available online 19.06.2025, published 30.09.2025

Abstract. Purpose. The article describes the main points of the origin, formation and development of the application of fractal theory, topology, fractional dimension theory and scaling in solving problems of radio electronics and radiophysics in the USSR and Russia in the IRE of the USSR Academy of Sciences and IRE RAS, since the 80s of the XX century. Methods. The relevance of the author's research is related to the need for a more accurate description of the real processes occurring in modern intelligent radio systems. First of all, this takes into account the hereditarity (memory), non-Gaussianity, scaling (self-similarity, self-similarity) and topology of physical signals and fields. Results. All research is carried out in the fundamental scientific direction "Fractal Radiophysics and Fractal Radioelectronics: Design of Fractal Radio Systems", initiated and developed by the author at the V. A. Kotelnikov IRE RAS from 1979 to the present. Conclusion. The author develops and reinforces his ideas that a new "fractal" dimension should be firmly introduced into radiosciences, and not as an auxiliary role, but as a fundamental explanatory factor. This allows us to move to a new level of the information structure of real non-Markov signals and fields. The important role of RAS academician Yuri Vasilyevich Gulyaev in the development of this fundamental scientific field is shown. His participation is expressed, in particular, in his diverse assistance to the author in promoting his ideas in the USSR, Russia and the world.

Keywords: fractal, texture, scaling, fractional derivatives, radio physics, radio electronics, multi-profile radio.

Acknowledgements. This work was carried out within the framework of the State assignment of IRE RAS, theme "Ether-3".

For citation: Potapov AA. The origin and formation of fractal radiophysics and fractal radio electronics at the IRE RAS. Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5):748–776. DOI: 10.18500/0869-6632-003183

This is an open access article distributed under the terms of Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Введение

Круг излагаемых в этой работе идей сложился как результат большого личного опыта исследования конкретных проблем теории фракталов, в особенности в области фрактальной радиофизики и фрактальной радиоэлектроники¹. Недавно исполнилось ровно 45 лет моей работы в стенах ИРЭ АН СССР. Дело в том, что я пришел в ИРЭ АН СССР 3 сентября 1979 г. и стремился претворить свои мечты и идеи о фрактахах в радиотехнике и радиофизике. В этот период моей жизни, когда я был уже сформировавшимся радиоинженером, и зарождалась концепция, которая на всю жизнь определила мои научно-исследовательские интересы в области создания основ фрактальной радиофизики и фрактальной радиоэлектроники, а именно: в науке и технике должно быть прочно введено новое — «фрактальное» — измерение, причем не на вспомогательную роль, а в качестве фундаментального объясняющего фактора.

В данной статье мне захотелось привести некоторые весьма важные научные моменты, связанные с именем академика РАН Юрия Васильевича Гуляева, без которых не было бы столь стремительного и достаточно мощного развития и фрактальной радиоэлектроники, и фрактальной радиофизики в СССР. И я горд тем, что все это произошло именно в стенах ИРЭ АН СССР. В общем плане — это внедрение топологии, теории дробной размерности и скейлинга в классическую радиоэлектронику (радиотехнику, радиолокацию и т. д.). В частности, речь идет о создании

¹Термины «фрактальная радиофизика», «фрактальная радиолокация», «фрактальная радиоэлектроника» и т. п. введены автором [1–6] и употребляются исключительно для выделения главенствующей роли фракталов и для сокращения. Эти термины также входят в название нового фундаментального научного направления, инициированного и разрабатываемого автором с 1979 г. по настоящее время.

первого в мире фрактального топологического (неэнергетического!) обнаружителя сверхслабых сигналов. Прокомментировать можно следующим образом.

Сейчас в радиофизике, радиоэлектронике, обработке многомерных сигналов, потоках разнообразных больших данных (например, цифровая Земля) и т. д. преимущественно, привычно и повсеместно используются целочисленные меры (интегралы и производные целого порядка), гауссова статистика, марковские процессы и т. п. Актуальность проведения авторских исследований была связана с необходимостью более точного описания реальных процессов, происходящих в современных интеллектуальных системах. Это, прежде всего, учет эредитарности (памяти), негауссовости, скейлинга (самоподобия, автомодельности) и топологии физических сигналов и полей.

Все эти понятия входят в определение фрактальных множеств, или фракталов, впервые предложенное Б. Мандельбротом в 1975 году [7, 8]. Термин «фрактал» в конце прошлого века воспринимался как экзотика. Можно сказать, что фракталы образовывали тонкую амальгаму на мощном остове науки в конце 20-го века. Ситуация радикально изменилась с использованием фрактальных структур в технических приложениях для обработки стохастических сигналов и изображений, распространения и рассеяния радиоволн, электродинамики, проектирования антенных устройств, других электродинамических и радиотехнических конструкций, радиоэлементов с фрактальным импедансом, искусственного интеллекта и др. В настоящее время можно уверенно говорить о проектировании полностью фрактальных радиосистем. При этом физики включили в свой арсенал новый математический аппарат (дробное интегродифференцирование), а математики обогатились новыми эвристическими соображениями и совместными постановками задач [1–6]. Таким образом, в современной ситуации интеллектуальное фиаско потерпели многочисленные попытки принизить значение фракталов и мультифракталов и опираться только на классические знания. Заметим, что класс непрерывных функций, не имеющих производной ни в одной точке, неизмеримо богаче класса функций с производными.

В работе рассмотрены базовые направления внедрения текстур, фракталов, дробных операторов, эффектов скейлинга и методов нелинейной динамики в фундаментальные задачи радиофизики, радиотехники, радиолокации и широкий спектр радиотехнических наук для создания новых информационных технологий. Исследования проводятся в рамках фундаментального научного направления «Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника: проектирование фрактальных радиосистем», инициированного и разрабатываемого в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН с 1979 г. по настоящее время на основе работ автора с его учениками (первым в СССР и России) [1–6, 9, 10]. Без преувеличения можно сказать, что в настоящее время основным институтом в России, который на постоянной основе проводит фундаментальные исследования по фракталам и их применению в науке и технике, является ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН [1–6, 9–51].

Показана важная роль академика РАН Юрия Васильевича Гуляева в развитии данного фундаментального научного направления, выразившаяся, в частности, в его разнообразной помощи автору в продвижении идей о фракталях в СССР, России и мире.

Сначала я работал один. Затем с помощью зам. директора Андрея Владимировича Соколова постепенно создал и возглавил группу, занимавшуюся разработкой различных фрактальных применений. Среди первых молодых специалистов, участвующих в создании основ фрактальной радиоэлектроники и фрактальной радиофизики, необходимо отметить следующих: В. А. Германа (МГТУ им. Н. Э. Баумана), А. В. Лактоныкина (МГУ им. М. В. Ломоносова), Е. Н. Матвеева (МФТИ), В. А. Потапова (МИРЭА). Под моим руководством они успешно развивали следующие направления: В. А. Герман — неэнергетические фрактальные обнаружители и фрактальную обработку многомерных сигналов; А. В. Лактоныкин — распространение и рассеяние волн во фрактальных случайно-неоднородных средах; Е. Н. Матвеев и В. А. Потапов — фрактальные антенны и частотно-селективные устройства («фрактальные импедансы» — термин придуман и введен впервые нами) на их основе.

Потапов А. А.

1. Исторические корни (Время смелых решений)

В августе 1979 г. мне позвонил из отдела кадров ИРЭ АН СССР Василий Сергеевич Козлов и сказал, что в Институте есть свободная ставка инженера. Я немедленно согласился и принялся оформлять документы. Единственная загвоздка была в том, что я тогда был ведущим конструктором Института металлургии им. А. А. Байкова АН СССР, мой прибор должен был поехать за границу на международную выставку вместе со мной, моя зарплата в несколько раз превышала предлагаемую, у меня уже родился первый сын, и мы с супругой стояли в очереди на кооперативную квартиру. Но была молодость — только 28 лет, и время смелых решений. Сейчас мы с женой вспоминаем то время наших диспутов с улыбкой... Так я и оказался в ИРЭ АН СССР (о чем мечтал со школы) на должности инженера, а потом младшего научного сотрудника, и с 2002 г. по настоящее время — главного научного сотрудника.

Хочу отметить, что все вопросы, связанные с применениеами теории фракталов, скейлинговых соотношений и дробных операторов в радиотехнике и радиофизике, также очень интересовали академика АН СССР, директора Института Владимира Александровича Котельникова. На своих встречах и обсуждении данных вопросов с автором Владимир Александрович отмечал большое значение этих направлений для развития фундаментальных и прикладных наук, а также значительные трудности с осуществлением их на практике и пониманием/восприятием их специалистами, воспитанными на традиционных математических и радиотехнических курсах. Таких встреч было несколько. И это несмотря на его чрезвычайную занятость! Кстати, академик В. А. Котельников охотно дал свое согласие войти в редакционную коллегию созданного автором в 2003 г. журнала «Нелинейный мир», освещавшего все указанные выше направления, и участвовал в ее работе (беседуя со мной) с начала 2004 г. до своей кончины.

В 80-е годы XX века Владимир Яковлевич Кислов и Евгений Павлович Чигин в стенах ИРЭ АН СССР организовали несколько семинаров с моими выступлениями по фракталам и дробным операторам в радиофизике и радиоэлектронике, что также повлияло на дальнейшее расширение исследований по фракталам и постановку поисковых НИР.

Член-корреспондент АН СССР Л.Д. Бахрах на заседании докторской комиссии в МФТИ (кафедра академика АН СССР Б. В. Бункина) в 1989 г. предложил переквалифицировать мою докторскую по спектру с кандидатской на докторскую. В ответном слове я горячо поблагодарили докторскую комиссию и сказал, что хочу защитить открытую докторскую, что и успешно произошло в октябре 1994 г. в ИРЭ РАН. Тема моей докторской диссертации на соискание ученой степени д.ф.-м.н. — «Синтез изображений земных покровов в оптическом и миллиметровом диапазонах волн» (ведущая организация ЦКБ «Алмаз», специальность «Радиофизика», официальные оппоненты — д.т.н. проф. Кулемин Г. П., д.ф.-м.н. с.н.с. Ржига О. Н., д.ф.-м.н. проф. Фукс И. М.).

Именно Юрий Васильевич Гуляев гораздо ранее при мне позвонил Б. В. Бункину, познакомил меня с ним и подробно рассказал ему обо мне и моей научной деятельности. Так произошла моя встреча с академиком Б. В. Бункиным и со знаменитым ЦКБ «Алмаз», с которым я активно проработал несколько десятков лет. В декабре 2016 г. я был награжден медалью им. А. А. Расплетина от Академии инженерных наук им. А. М. Прохорова. Очень много было встреч и обсуждений текущих дел и планов НИР с моим старшим другом Евгением Михайловичем Сухаревым из ЦКБ «Алмаз» [5].

2. Общая характеристика выполненных пионерских НИР и ОКР по фракталам и мультифракталам

Проблема фрактально-скейлингового подхода к широкому кругу научно-технических проблем, вынесенная в название раздела, начала изучаться впервые в мире автором более 45 лет назад в ИРЭ АН СССР в связи с выполнением цикла фундаментальных исследований

с ведущими отраслевыми НИИ и конструкторскими бюро СССР и России (примерно 20 организаций), посвященных созданию новых прорывных технологий для радиолокации. Основное – это обнаружение по одномерной (вероятностный статистический сигнал) и многомерной (стохастические оптические и радиолокационные изображения – РЛИ) выборке разнообразных малоконтрастных объектов на фоне интенсивных помех от поверхности Земли. За период работы в ИРЭ РАН были выполнены более 50 фундаментальных и поисковых НИР и множество проектов РФФИ. В период 2001–2005 гг. автор являлся научным руководителем НИР, выполняемой по решению Секции прикладных проблем при Президиуме РАН.

В итоге проведения многолетних натурных экспериментов выполнен статистический анализ больших массивов данных по пространственно-временным характеристикам рассеяния земных покровов в диапазонах миллиметровых и сантиметровых радиоволн и дана их надежная интерпретация. Предложен и обоснован новый класс информативных признаков, основанный на тонкой структуре отраженных радиолокационных сигналов. Впервые исследованы полные ансамбли текстурных признаков оптических и радиолокационных изображений реальных земных покровов. На основе предыдущих результатов предложены и опробованы новые методы обнаружения слабых радиолокационных сигналов при наличии интенсивных негауссовых помех. Разработана модель стохастического авторегрессионного синтеза оптических и радиолокационных изображений земных покровов с объектами. Высокая степень достоверности синтеза (до 90%) позволяет использовать его при создании цифровых эталонных карт местности для летательных аппаратов. Важно отметить, что проводимые автором работы по исследованию информативности радиоизображений указанных выше типов с применением новых технологий текстурных мер не имели аналогов как в России, так и за рубежом, и не потеряли своей актуальности и в настоящее время.

В начале 90-х гг. ХХ в. автором были предложены и обоснованы топологические фрактальные (неэнергетические) методы обнаружения малоконтрастных объектов на фоне интенсивных негауссовых помех от поверхности земли, моря и осадков с выделением их контуров. В настоящее время можно говорить о надежном обосновании практического применения фрактальных методов, имеющих в своей основе дробные меры и скейлинговые соотношения, в современных областях радиофизики, радиолокации, телекоммуникаций, радиоэлектроники, нанотехнологиях и в конструировании элементной базы на совершенно новых физических принципах.

В 2005 г. в наших работах была сформирована и получила развитие концепция создания принципиально новых фрактальных радиосистем и фрактальной элементной базы. Также в 2005 г. в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН создан действующий макет фрактального непараметрического обнаружителя радиолокационных сигналов (ФНОРС). На основе анализа некоторых типов фрактальных широкополосных и многодиапазонных антенн показано, что перспективными элементами фрактальной радиоэлектроники являются функциональные элементы, фрактальные импедансы которых реализуются на основе фрактальной геометрии проводников на поверхности (фрактальные наноструктуры, метаповерхности) и в пространстве (фрактальные антенны), фрактальной геометрии поверхности микрорельефа материалов и т. д. Развитые подходы могут быть распространены на широкий класс электродинамических задач при исследовании фрактальных магнонных кристаллов и фрактальных метаповерхностей, фрактальных резонаторов, фрактальных экранов и заграждений, а также других фрактальных частотно-избирательных поверхностей и объемов. Решена задача рассеяния волн фрактальными поверхностями с вычислением трехмерных индикатрис рассеяния.

Проведен строгий электродинамический расчет многочисленных типов фрактальных антенн, принципы конструирования которых лежат в основе фрактальных частотно-избирательных поверхностей и объемов (фрактальные «сэндвичи»). Предложена и реализована модель «фрактального» конденсатора как фрактального импеданса, а также фрактальные лабиринты для синтеза СВЧ-структур. В 1997 г. впервые разработаны методы фрактальной модуляции и фрактальные широкополосные и сверхширокополосные сигналы, включая Н-сигналы.

Потапов А. А.

В период 2001–2005 гг. совместно с ЦКБ «Алмаз» автор был соруководителем международного проекта № 0847.2 по линии МНТЦ по созданию многофункциональной автоматизированной радиоизмерительной системы со сложным сигналом на сантиметровых и миллиметровых волнах, использующей принципиально новые запатентованные технологии схемотехники и цифровой обработки информации на основе фрактальных и радоновских алгоритмов в режиме реального времени. Дважды по линии МНТЦ (2000 и 2005 гг.) автор выезжал в США в научные командировки (города Хантсвилл, Франклайн, Вашингтон, Атланта, Нью-Йорк) с чтением лекций по фрактальным технологиям в радиолокации и радиотехнике. Американскими специалистами (Центр Космической Плазмы и Аэроисследований, г. Хантсвилл, США) в официальном письме к академику РАН Ю. В. Гуляеву от 14.12.2005 г. был отмечен мировой приоритет работ автора по применению теории фракталов в информационных и радиолокационных технологиях – рис. 1 [5]. В частности, отмечено, что «...Семинары были крайне интересны и подтвердили высокую научную квалификацию доктора А. Потапова. Радиолокационные технологии, представленные доктором А. Потаповым, основаны на теории фракталов и являются новыми. Важность этих исследований для международного сообщества специалистов и ученых неоспорима».



IRE RAS Director
Academician Yu.V.Gulyaev

Dear Dr. Gulyaev:

It is my pleasure to inform you that Dr. A.Potapov has successfully presented several seminars in the Center for Space Plasma and Aeronomics Research (CSPAR) Center for Space Plasma and Aeronomics Research (CSPAR) at the University of Alabama in Huntsville. The seminars were of essential interest and confirmed high scientific credentials of Dr. A.Potapov. RADAR technologies presented by Dr. Potapov are novel and based on the fractal theory. Their importance for the international community of specialists and scientists is undeniable.

Thank you for your attention.

Sincerely,

S. T. Wu

Distinguished Professor Emeritus, University of Alabama System
Department of Mechanical and Aerospace Engineering (UAH)
Center for Space Plasma and Aeronomics Research (UAH)
Co-Director, Space Science Center of the NSSTC
Vice-President, Scientific Committee on Solar-Terrestrial Physics (SCOSTEP)
Fellow, American Institute of Aeronautics & Astronautics (AIAA)

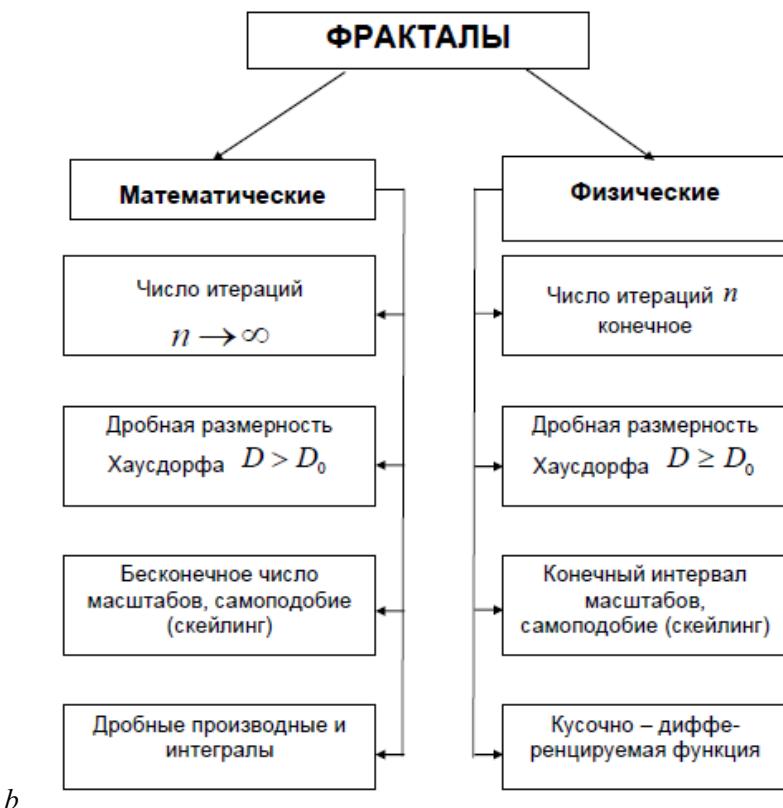
Рис. 1. Письмо академику Ю. В. Гуляеву о русских приоритетах во фракталах

Fig. 1. Letter to Academician Yu. V. Gulyaev about Russian priorities in fractals

Тогда же состоялась встреча автора с основателем фрактальной геометрии Б. Мандельбротом у него дома в США, когда он принял и одобрил определение фракталов, введенное А. А. Потаповым, и его работы — (рис. 2 [5, 6]). Монография автора [2] внесена Мандельбротом в его знаменитый международный список лучших книг по фракталам. С тех пор в Москве у автора хранятся 6 томов избранных работ Б. Мандельброта с его воодушевляющими автографами.



a



b

Рис. 2. *a* — Встреча с Б. Мандельбротом в Нью-Йорке (16.12.2005); *b* — авторская классификация фрактальных множеств и сингнатур, одобренная Б. Мандельбротом (D_0 — топологическая размерность пространства вложения)

Fig. 2. *a* — Meeting with B. Mandelbrot in New York (16.12.2005); *b* — the author's classification of fractal sets and signatures, approved by B. Mandelbrot (D_0 is the topological dimension of the embedding space)

А. А. Потапов назначен Президентом совместной китайско-российской лаборатории информационных технологий и фрактальной обработки сигналов (2011). В апреле 2015 г. автор в Пекине победил в международном научном конкурсе и выиграл Правительственный грант Китая «Leading Talents» по фрактальным методам обработки сигналов и изображений.

За период 2019–2024 гг. автором с китайскими учеными были совместно выполнены около десятка работ по фотонике и радиофотонике, которые опубликованы в высокорейтинговых международных научных журналах. Тематика этих статей: оптико-аналоговые вычисления пространственного дифференцирования и обнаружение контуров; метаповерхности Гюйгенса; управление рассеянием света наночастицами с помощью магнитоэлектрической связи и нулевое обратное рассеяние; теория рассеяния света наночастицами и электромагнитные мультиполи; численное моделирование; поверочные эксперименты в области частот от 4 до 7.5 ГГц; сильная оптомеханическая связь в цепочечных волноводах и кольцевых резонаторах из наночастиц и наностержней кремния с квазисвязанными состояниями в континууме (фотон — фононное взаимодействие с микроструктурами) и т. п.

В 2015 г. автором открыты, предложены, обоснованы и разработаны основополагающие принципы нового вида и нового метода современной радиолокации, а именно фрактально-скейлинговой или масштабно-инвариантной радиолокации (МИР) [5, 6]. Доказана эффективность функционалов, которые определяются топологией, дробной размерностью и текстурой принятого многомерного сигнала, для синтеза принципиально новых неэнергетических обнаружителей малоконтрастных объектов на фоне помех. Сформулированы основы фрактальной радиолокации:

- 1) интеллектуальная обработка сигнала/изображения, основанная на теории дробной меры и скейлинговых эффектов, для расчета поля фрактальных размерностей D ;
- 2) выборка принимаемого сигнала в шумах относится к классу устойчивых негауссовых распределений вероятностей D сигнала;
- 3) максимум топологии при минимуме энергии входного случайного сигнала (то есть максимальный «уход» от энергии принимаемого сигнала).

Данные принципы открывают новые возможности для обеспечения устойчивой работы при малых отношениях сигнал/(шум + помеха) или увеличения дальности действия радиолокаторов. Подтверждено повышение чувствительности радиосистемы (что эквивалентно увеличению дальности действия) при использовании фрактальных и текстурных признаков в топологических обнаружителях. Это влечет за собой коренные изменения в самой структуре теоретической радиотехники и радиолокации, а также в их математическом аппарате.

Ниже на рис. 3–6 схематически рассмотрены (включая данные начала 2025 г.) основные направления внедрения созданной автором топологической текстурно-фрактальной обработки (ТТФО) информации в новые прорывные технологии. Введение в научный обиход вышеупомянутых понятий позволило автору предложить и применить новые размерностные и топологические (а не энергетические!) признаки или инварианты на основе изучения топологии выборки принятого сигнала.

А. А. Потапов — академик Академии инженерных наук им. А.М. Прохорова (2008) и академик РАН (2007). Подготовил программу, разработал и прочитал в течение ряда лет лекции по специальному курсу «Применение фракталов и вейвлетов в радиолокации» для Центра подготовки специалистов в Концерне РТИ Системы (РТИ им. академика А. Л. Минца и ОАО НПК НИИДАР). По монографиям А. А. Потапова поставлены курсы лекций «Фракталы в статистической радиофизике», «Статистическая теория фрактальной радиолокации», «Фракталы в радиофизике и радиолокации», «Статистическая фрактальная радиотехника», «Фракталы в машиностроении» и т. п. в различных университетах России и стран ближнего зарубежья.

За разработки в области прорывных информационных технологий и реализацию научных проектов по текстурам, фракталам и дробным операторам в радиолокации, радиотехнике

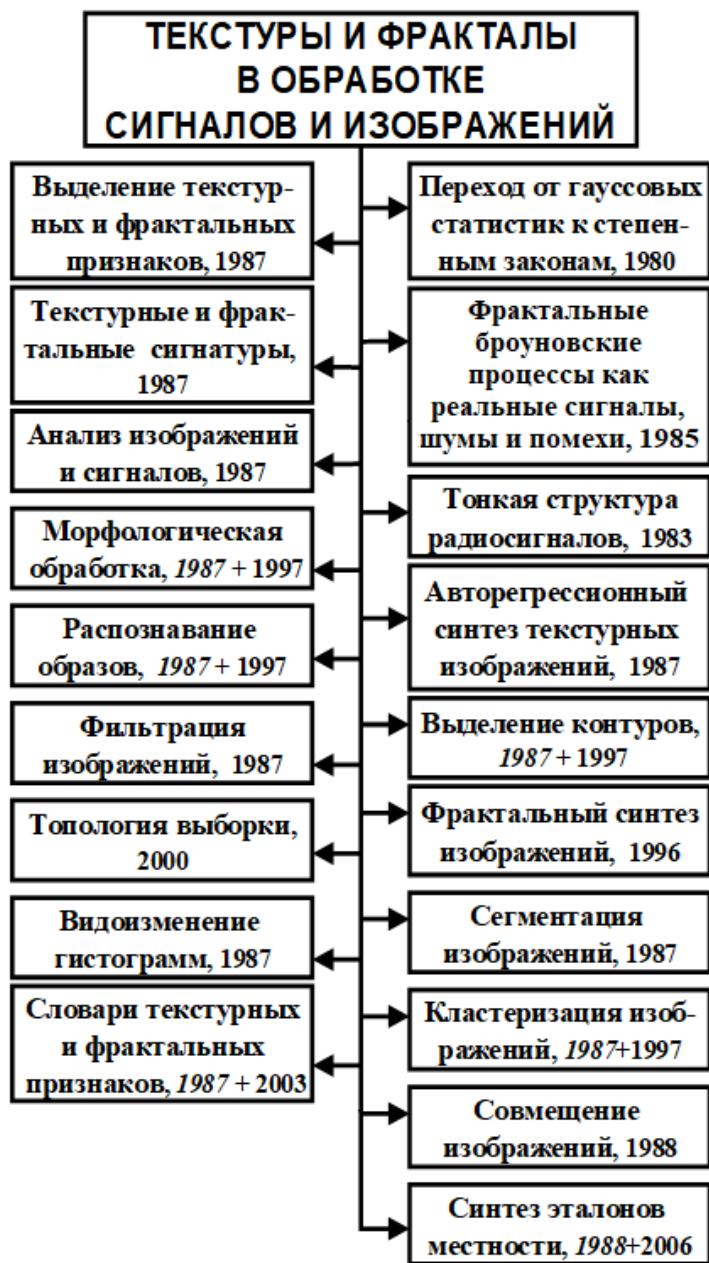


Рис. 3. Текстуры и фракталы для обработки малоконтрастных изображений и сверхслабых сигналов в шумах и помехах
 Fig. 3. Textures and fractals for processing low-contrast images and ultra-weak signals in noise and interference

**ФРАКТАЛЫ В СОВРЕМЕННОЙ РАДИОФИЗИКЕ,
РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ И ДРУГИХ НАУЧНЫХ НАПРАВЛЕНИЯХ**

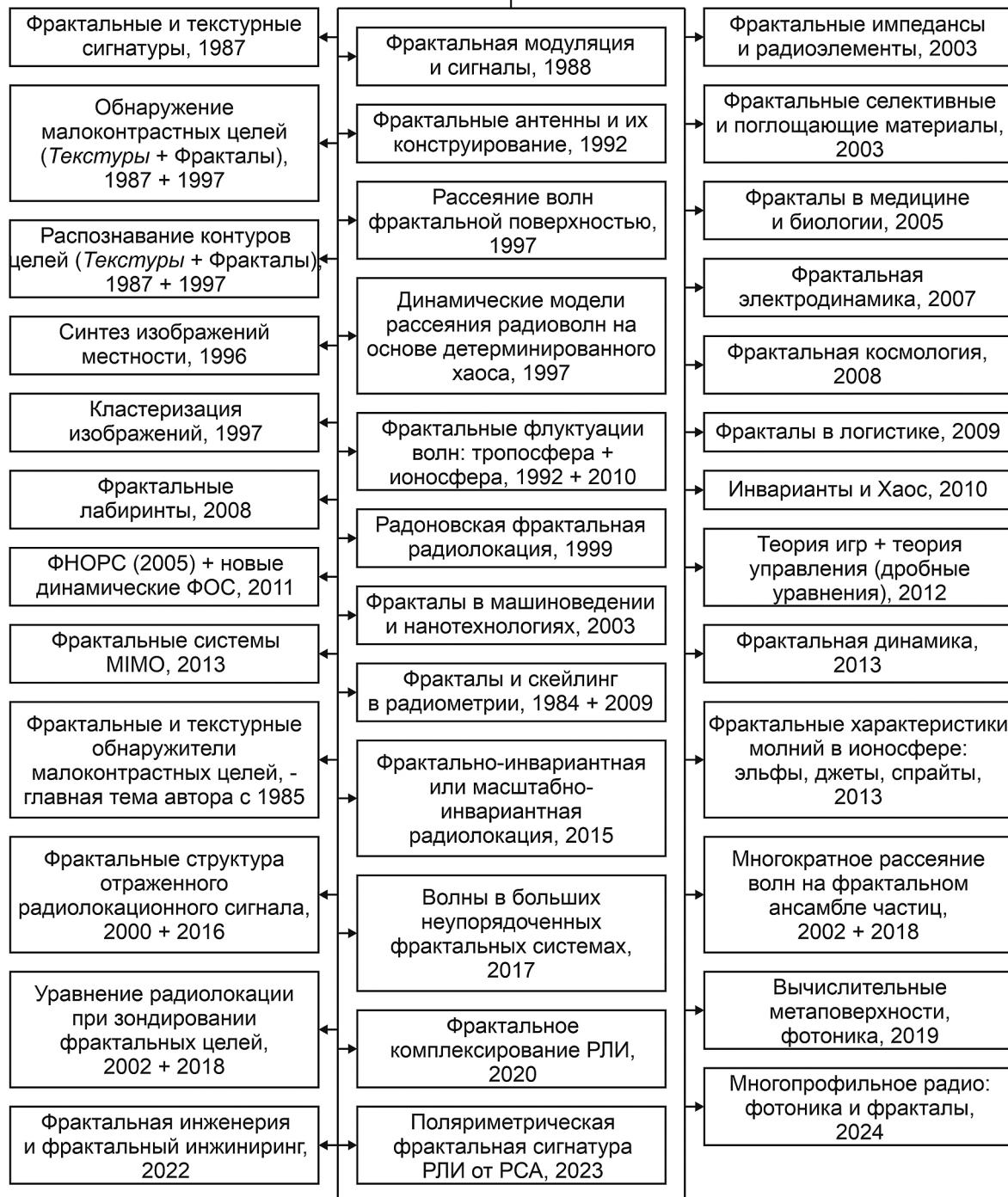


Рис. 4. Эскиз развития автором прорывных технологий на основе фракталов, эффектов скейлинга и дробных операторов для физики и радиоэлектроники (ФОС – фрактальные обнаружители сигналов, РСА – радиолокационное синтезирование апертуры)

Fig. 4. A sketch of the author's development of breakthrough technologies based on fractals, scaling effects and fractional operators for physics and radio electronics (FSD – fractal signal detectors, SAR – synthetic aperture radar)



Рис. 5. Новые топологические признаки и методы обнаружения малоконтрастных (малозаметных) объектов на фоне интенсивных шумов и помех (ТП — текстурные признаки, ЧФК — частотная функция когерентности)

Fig. 5. New topological features and methods for detecting low-contrast (barely noticeable) objects against a background of intense noise and interference (TF — textural features, FCF — frequency coherence function)



Рис. 6. Авторская концепция фрактальных радиосистем, датчиков, устройств и радиоэлементов

Fig. 6. The author's concept of fractal radio systems, sensors, devices and radio elements

и радиофизике А. А. Потапов награжден 18 медалями (Федерация космонавтики России, АИН им. А. М. Прохорова, Российская академия космонавтики им. К. Э. Циолковского, РАН, ВЭС ВКС и т. д.). В 2006 г. А. А. Потапову присвоено звание «Почетный радиист РФ». Решением Президиума Центрального Совета РНТОРЭС им. А. С. Попова в 2015 г. А. А. Потапов награжден медалью «За заслуги в развитии радиоэлектроники и связи». В честь 40-летия научной деятельности в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН и за выдающиеся достижения в области инженерных наук награжден настольной медалью им. академика А. М. Прохорова (2019).

3. Наши результаты по фракталам в докладах Президиума РАН и в докладе Правительству Российской Федерации

Рассмотрим универсальность топологии фрактальных множеств. Тщательный библиографический анализ доказал наш абсолютный приоритет [1–6, 9–51] по всем «фрактальным» направлениям (в радиофизике и радиоэлектронике) в СССР и в России, а также в мировой науке. Все просто и с чистого листа: не было до моих работ — стало после. Замечу, что мои идеи о фрактах и дробных операторах, с которыми я выступил почти 45 лет тому назад, ныне уже уверенно перешли из стадии чисто умозрительной в стадию осозаемой действительности и достигли своей зрелости в качестве мощного аналитического инструмента описания классических и аномальных стохастических процессов. Этому есть серьезное подтверждение, а именно:

1. В книге «Отчетный доклад Президиума Российской академии наук. Научные достижения Российской академии наук в 2007 году» (М.: Наука, 2008. 204 с.) в подразделе «Локационные системы», раздел «Информационные технологии и вычислительные системы» (с. 41) приведён следующий текст: «Создан эталонный словарь фрактальных признаков оптических и радиоизображений, необходимый для реализации принципиально новых фрактальных методов обработки радиолокационной информации и синтеза высокоинформативных устройств обнаружения и распознавания слабых сигналов на фоне интенсивных негауссовых помех. Установлено, что для эффективного решения задач радиолокации и проектирования фрактальных обнаружителей многомерных радиосигналов существенное значение имеют дробная размерность, фрактальные сигнатуры и кепстры, а также текстурные сигнатуры фона местности (ИРЭ РАН)» — 2007 г., опубликовано в 2008 г.

2. В книге «Отчетный доклад Президиума Российской академии наук. Научные достижения Российской академии наук в 2009 году» (М.: Наука, 2010. 486 с.) в подразделе «Локационные системы. Геоинформационные технологии и системы», раздел «Нанотехнологии и информационные технологии» (с. 24) приведён следующий текст: «Впервые в мировой практике предложены и экспериментально доказаны принципы построения новых, фрактальных адаптивных радиосистем и фрактальных радиоэлементов для современных задач радиотехники и радиолокации. Принцип действия таких систем и элементов основан на введении дробных преобразований излучаемых и принятых сигналов в пространстве нецелой размерности при учете их скейлинговых эффектов и негауссовой статистики. Это позволяет выйти на новый уровень информационной структуры реальных немарковских сигналов и полей (ИРЭ РАН)» — 2009 г., опубликовано в 2010 г.

3. В книге «Отчетный доклад Президиума Российской академии наук. Научные достижения Российской академии наук в 2011 году» (М.: Наука, 2012. 620 с.) в подразделе «Локационные системы. Геоинформационные технологии и системы», раздел «Информатика и информационные технологии» (с. 199–200) и в книге «Доклад Правительству Российской Федерации. Об итогах реализации в 2011 году Программы фундаментальных научных исследований государственных академий наук на 2008–2012 гг.: в 3-х т.» (М.: Наука, 2012. 1015 с.) (с. 242) приведён следующий текст: «На основе фрактального анализа проведено систематическое исследование электродинамических свойств фрактальных антенн. Подтверждены широкополосные и многодиапазонные свойства фрактальных антенн и зависимость числа резонансов от номера итерации фракталов. Показано, что на основе миниатюрных фрактальных антенн возможна эффективная реализация частотно-избирательных сред и защитных экранов, исключающих радиолокационный портрет цели. Изучены фрактальные частотно-избирательные 3D-среды или фрактальные «сэндвичи» (инженерные радиоэлектронные микроД и наноконструкции) (ИРЭ РАН)» — 2011 г., опубликовано в 2012 г.

4. В книге «Отчетный доклад Президиума Российской академии наук. Научные достижения Российской академии наук в 2012 году» (М.: Наука, 2013. 616 с.) в подразделе «Элементная база микроэлектроники, наноэлектроники и квантовых компьютеров. Материалы для микро- и наноэлектроники. Нано- и микросистемная техника. Твердотельная электроника» (с. 195) приведён следующий текст: «Установлено, что в физической основе функционирования мемристора лежит целочисленный квантовый эффект Холла. Получены соотношения между током и напряжением для произвольного типа мемристора. Результаты направлены на практическую реализацию мемристоров как новых элементов электронных схем (НИИ ПМА КБНЦ РАН, ИРЭ РАН)» — 2012 г., опубликовано в 2013 г.

4. Пример 1: Фрактальные антенны и частотно-селективные устройства на их основе

Антенные устройства — неотъемлемая часть любой радиотехнической системы. Всегда ключевыми проблемами теории и техники антенн являются уменьшение их размеров, широкое регулирование электромагнитных характеристик и расширение рабочей полосы частот. Геометрические размеры антенн определяются длиной рабочей волны и, в свою очередь, влияют на массогабаритные характеристики радиосистемы. Исключительное значение в настоящее время приобретают широкополосные и сверхширокополосные антенны.

Работа фрактальных антенн достигается через геометрию проводников, а не через накопление отдельных компонентов или элементов (как в классических антенах), что в последнем случае увеличивает сложность и потенциальные точки отказа. Фрактальные антенны позволяют создать многополосные варианты с уменьшенным размером и часто оптимальную или «шикарную» технологию таких устройств [1–3, 5, 10, 26, 37, 46]. Несомненным достоинством фрактальных антенн (монополей и диполей) является то, что они нередко имеют меньшие резонансные частоты по сравнению с классическими (евклидовыми) антennами тех же размеров. Поскольку

Потапов А. А.

эффективные длины играют важную роль в дизайне антенн, то фрактальная упаковка может быть использована в качестве жизнеспособного аспекта техники миниатюризации. Увеличение фрактальной размерности D апертуры антенны ведет к более высокой степени миниатюризации. Врожденные широкополосные качества фрактальных антенн идеальны для интеллектуальных приложений.

В отличие от традиционных методов, когда синтезируются гладкие диаграммы направленности (ДН) антенны, в основе теории фрактального синтеза изначально заложена идея реализации характеристик излучения с повторяющейся структурой на произвольных масштабах. Это дает возможность создавать новые режимы во фрактальной электродинамике, получать принципиально новые свойства, а также фрактальные радиоэлементы (например, фрактальный конденсатор) [1–3, 5, 10, 37].

Отметим, что еще в 1988 году автором совместно с ЦКБ «Алмаз» были выполнены первые разработки в СССР и проектирование таких необычных для того времени фрактальных антенных структур (см. ниже). Проведен строгий электродинамический расчет многочисленных типов фрактальных антенн, принципы конструирования которых лежат в основе фрактальных частотно-избирательных поверхностей и объемов (фрактальные «сэндвичи» и фрактальные лабиринты — рис. 6 [1, 2, 5, 9, 10]). Перспективными элементами фрактальной радиоэлектроники являются функциональные элементы, фрактальные импедансы которых реализуются на основе фрактальной геометрии проводников на поверхности (фрактальные наноструктуры) и в пространстве (фрактальные антенны), фрактальной геометрии поверхностного микрорельефа материалов и т. д. Сейчас фрактальные антенны — полностью самостоятельный новый класс антенн.

5. Пример 2: Неэнергетические фрактальные обнаружители слабых сигналов

Создание первого эталонного словаря фрактальных признаков классов целей, включающего фрактальные примитивы — элементы фрактального языка, фрактальные символы, фрактальную грамматику для фрактальных слов, и постоянное усовершенствование алгоритмического обеспечения явились основными этапами при разработке и макетировании нами первого фрактального непараметрического обнаружителя радиолокационных сигналов (ФНОРС) в виде специпроцессора [1–3, 5, 6, 20, 21, 23, 32, 33, 47]. Основные принципы текстурно-фрактального обнаружителя были открыты и предложены автором еще в 80-х гг. XX века, а выход на действующий макет фрактального непараметрического обнаружителя радиолокационных сигналов (ФНОРС) произведен в 2003–2005 гг. Один из главных выводов, сделанных автором еще в 80-е годы XX века: работа по точечной оценке фрактальной размерности D приводит из-за неоднозначности зачастую к абсурдным результатам. В то же время почти все авторы, использующие фрактальную обработку (и часто не понимая ее физический смысл), дают исключительно точечные оценки, да еще со среднеквадратическим отклонением (абсурд!). Также мы впервые доказали, что интенсивность изображения цели влияет на изменение фрактальной размерности гораздо слабее, чем отношение площадей, покрываемых целью и всем изображением. Наличие пространственных гауссовых флуктуаций площади целей со среднеквадратическим отклонением порядка 35% показало практически их одинаковую степень обнаружения.

В качестве примеров эффективного действия глобальной фрактальной методологии и концепции фрактальных радиосистем и устройств представим ниже ряд принципиально новых ФОС (рис. 4–7). Здесь автор ограничился лишь основными функциональными примерами для иллюстрации разработанных общих теоретических и эвристических принципов синтеза динамических ФОС. Отдельно стоит вопрос о необходимости разработки решающих правил, основанных на фрактальных сингулярных и топологических характеристиках принятой стохастической выборки



Рис. 7. Основные виды предложенных топологических фрактально-скейлинговых обнаружителей многомерных сигналов

Fig. 7. The main types of proposed topological fractal-scaling detectors of multidimensional signals

негауссовой смеси (сигнал + шум + помеха). Все ФОС составляют два класса: некогерентные (ФНО) и когерентные (ФКО). Затем идут одночастотный (ФОО — в частности, одна излучаемая частота радиолокатора), многочастотный (ФМО — несколько рабочих частот радиолокатора; в данном случае элементарно обнаруживать скейлинг в принятой выборке), а также непосредственно скейлинговый фрактальный обнаружитель (ФСО). Работоспособность ФСО успешно проверена на практике при обнаружении и пеленгации акустического сигнала на фоне лесного массива. Была показана его высокая эффективность в условиях сильных фоновых помех, когда классический корреляционно-спектральный анализ не дал правильных результатов в режиме реального времени.

Фрактальный топологический обнаружитель (ФТО) — представляя пространство принятых сигналов в виде топологической связной структуры с дробной размерностью (ситуация «фрактального лабиринта»), мы можем определить каналы с гипотезой H_0 и гипотезой H_1 , выделить их и затем обнаружить. Фрактальный лабиринт — это новый объект математической физики и нанотехнологий, который является топологической связной структурой с фрактальной размерностью $D > 1$ и скейлинговым характером проводящих путей [10, 37]. Таким образом, проблема расширения классов фрактально-скейлинговых обнаружителей сигналов и их комплексирования при равных фрактальных сигнатурах объекта и фона может быть рассмотрена и под углом математики фрактальных лабиринтных структур. Фрактальный динамический обнаружитель (ФДАО), кроме фракталов, использует характеристики детерминированного/динамического хаоса. В фазовой плоскости принятых выборок сигналов реконструируется странный атTRACTОР, вычисляются его характеристики, в том числе показатели Ляпунова, интервал предсказания, энтропия Колмогорова. Этот тип ФОС проверен нами также успешно на практике в условиях растительных покровов [19]. Дальнейшее его усовершенствование — это использование статистических мер

энтропии и информации различия Ренъи, Хаврда–Чарвата–Дароши, Ратье–Каннапана, Шарма–Миттала, Кульбака–Лейблера и теоретико-групповых аспектов теории информации. Фрактальный дробночисленный обнаружитель (ФДЧО) использует полностью интегро-дифференцирование дробного порядка.

Значительный интерес представляет разработка аддитивных методов применительно к фрактальной обработке информации. Для аддитивной задачи характерно изменение параметров и/или структуры системы в соответствии с внешними условиями. Здесь рассматривается исключительно фрактальный аддитивный обнаружитель (ФАО). Аддитация нелинейной фрактальной фильтрации в условиях априорной неопределенности обеспечивается, в частности, текущей оценкой показателя Херста H . Показатель Херста, в зависимости от своего значения относительно величины $H = 1/2$ (гауссовский процесс), характеризует или персистентность ($1/2 < H < 1$), или антиперсистентность ($0 < H < 1/2$) текущей выборки. В первом случае мы наблюдаем процесс, сохраняющий тенденцию роста или уменьшения мгновенных амплитуд в выборке, то есть процесс с памятью. Во втором случае мы наблюдаем процесс более подверженный переменам, который обозначают «возврат к среднему». Представляет также интерес вывести правила использования дополнительной информации о параметре H выборки из соображений оптимальности.

Параметрические и непараметрические обнаружители взаимно дополняют друг друга. Непараметрические алгоритмы в случае обнаружения сигналов используют не значения наблюдаемых величин, а какую-либо степень их упорядоченности. Их важнейшим свойством является практически фиксированная вероятность ложного обнаружения при произвольных законах распределения выборки. Для случаев непараметрической априорной неопределенности нами введен фрактальный непараметрический обнаружитель (ФНПО). Пример такого рода обнаружителя — ФНОРС (см. выше). Возможно последовательное комбинирование параметрических и непараметрических ФОС. В интересующем нас варианте это трансляция на объединение классических энергетических и фрактальных алгоритмов.

Робастные обнаружители (ФРО) используют методы синтеза, занимающие промежуточное положение между параметрическими и непараметрическими. При этом, естественно, сужается класс возможных распределений, для которого сохраняется устойчивость алгоритмов. При наличии обучающей выборки возможно построение фрактального аддитивно-робастного обнаружителя. В нашем случае устойчиво совмещение ФНПО, ФНОРС и ФАО.

Фрактальный многоэтапный обнаружитель (ФМЭО) решает задачи, когда принятие гипотез совершается на каждом n -м шаге с подтверждением принятых решений или с их изменением на последующих шагах наблюдения. На каждом шаге вычисляется отношение правдоподобия и происходит сравнение их с изменяющимися в зависимости от функций потерь порогами. На практике в радиолокации часто применяют двухэтапную процедуру обнаружения. Фрактальный векторный или многоканальный обнаружитель (ФВО) характерен для многопозиционной радиолокации.

Тематика комплексирования радиосистем обработки информации была досконально изучена нами в 80–90-е гг. XX века для систем миллиметровых и оптических волн. Фрактальный комплексированный обнаружитель (ФКО) на рис. 7 использует различные сочетания с классическими обнаружителями и базируется на проведенных опытах по проверке работоспособности ФНОРС, а также при состыковке ФНОРС с выходом действующей радиосистемы [13, 14, 47]. Было показано, что в данном случае повышается вероятность правильного обнаружения и распознавания. На данном этапе эта задача уже не имеет глубокого научного интереса, а относится практически к инженерным техническим решениям.

Функциональные связи между отдельными разновидностями фрактальных обнаружителей (рис. 7) специально не введены, чтобы платформа ФОС была максимально свободной для будущих исследователей и конструкторов. Ранее нами было применено преобразование Радона совместно с фрактальной обработкой в радиолокаторе со сложным сигналом в диапазоне миллиметровых волн [9, 16]. Динамические ФОС могут широко использоваться и в нелинейной радиолокации.

6. Пример 3: Фрактальная обработка многомерных сигналов

Каждые сутки небо прочерчивают 4 миллиона молний, ежесекундно — примерно 50. А над свинцовыми грозовыми фронтами, в верхних слоях атмосферы, разворачивается световое шоу «призрачных молний»: голубые джеты, красно-фиолетовые спрайты, красные кольца парящих в вышине эльфов. Это разряды очень высокой энергии, которые бьют не в землю, а в ионосферу! Высотные электрические разряды (20...100 км) подразделяются на несколько основных типов: эльфы, джеты, спрайты, гало и т. д. — см. рис. 8.

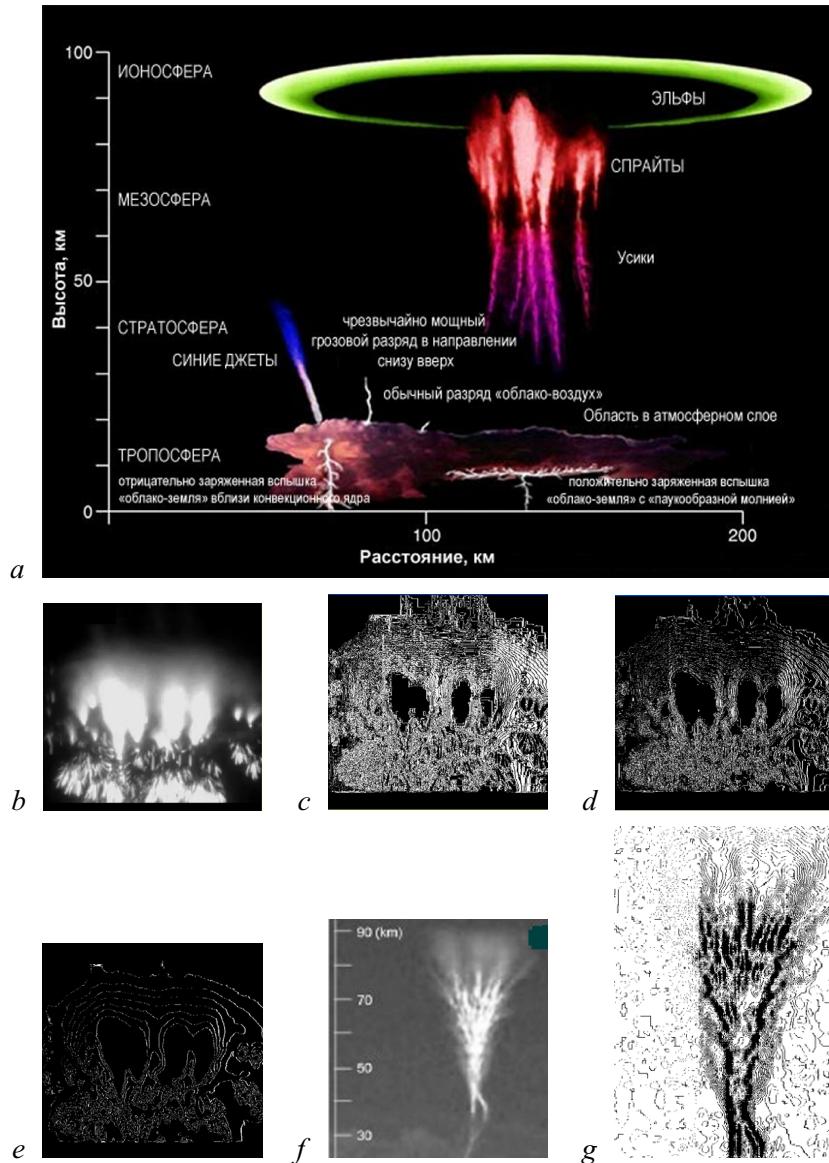


Рис. 8. Динамические мультифрактальные структуры в атмосфере: *a* — динамические мультифрактальные структуры, *b* — спрайт (съемка с КА — США, NASA); фрактальная фильтрация изображения спрайта: *c* — карта $D = 2.3$, *d* — карта $D = 2.6$, *e* — карта $D = 2.8$, *f* — джет (ИК — съемка с КА — Китай), *g* — фрактальная фильтрация изображения джета: карта D . КА — космический аппарат (цвет онлайн)

Fig. 8. Dynamic multifractal structures in the atmosphere: *a* — dynamic multifractal structures, *b* — sprite (shot from the spacecraft — USA, NASA); fractal filtering of the sprite image: *c* — map $D = 2.3$, *d* — map $D = 2.6$, *e* — map $D = 2.8$, *f* — jet (IR shot from the spacecraft — China), *g* — fractal filtering of the jet image: map D (color online)

История их открытия очень интересна. Спрайты, например, были открыты случайно в ночь с 5 по 6 июля 1989 г. в США. Они наглядно подтвердили существование на нашей планете глобальной электрической цепи (ГЭЦ) и дали новые возможности для ее исследования. На картах фрактальной размерности (рис. 8) четко различаются внешние, основные и сверхтонкие структуры. Динамические пространственно-временные особенности и морфология спрайтов могут быть объяснены, в частности, мультифрактальной геометрией разрядов и перколяцией. Здесь также применимо моделирование на основе фрактальных лабиринтов [37], которое хорошо отражает физику и морфологию подобных ионосферных структур. Следует отметить, что представленные на рис. 8 данные являются уникальными результатами фрактальной обработки подобных структур, вызвавшими значительный интерес на конференциях по радиолокации в США и Китае.

Многочисленные результаты показывают [4, 21, 22], что фрактальные методы обработки дают повышение качества и детализации объектов в активном и пассивном режимах примерно в несколько раз.

7. Фрактальный инжиниринг

Сфера применения топологической текстурно-фрактальной обработки сигналов, полей и изображений постоянно расширяется, и трудно поверить, что еще около тридцати лет назад было немало скептических высказываний относительно перспективности этого нового фундаментального научного направления, связанного исключительно с фракталами и их динамикой, созданного и развиваемого автором сначала в СССР, а затем в России. Эти скептические высказывания были связаны с некомпетентностью, просто невежеством и незнанием.

Приведу характерный пример (их было много). В публикациях по истории фрактальных антенн обычно упоминается работа 1986 г. ученых Университета штата Пенсильвания Я. Кима и Д. Джаггарда. Первенство в теоретических исследованиях формирования многополосных по частоте антенн приписывают с 1993 г. ученому Технологического университета Каталонии К. Пуенте. Начало же практическому применению фрактальных антенн в 1995 году положил, как принято считать в иностранных и даже некоторых русскоязычных журналах, американский инженер Натан Коэн (N. Cohen). А вот последнее предложение — просто нонсенс (абсурд)!

Справка автора как ответ на этот абсурд — см. рис. 9 [1, 2, 5, 9, 10]: «В 1988 году автором совместно с ЦКБ «Алмаз» были выполнены первые разработки и проектирование таких необычных (для того времени) фрактальных антенных структур (в частности, был изготовлен действующий макет фрактальной щелевой антенной решетки в диапазоне ММВ и СМВ) для переносного твердотельного двухчастотного когерентного радиолокатора на параметронах со сложным фазоманипулированным сигналом сверхбольшой базы (есть наш патент). Этот цифровой радар (размером с небольшой кейс) был установлен на вертолете, и с ним автор долгое время работал и получал первые РЛИ земных покровов и объектов». А до этого еще надо было нам суметь строго рассчитать параметры уникальной двухчастотной фрактальной приемно-передающей антенны на два диапазона и затем изготовить несколько почти промышленных образцов!

Замечу, что именно на этом радаре автор впервые исследовал фрактальные свойства кодовых М-последовательностей с периодом до $2^{20} - 1$. Квантование входного сигнала в радаре происходило в стохастической системе счисления. Сигнал, представленный таким кодом, проявляет свои фрактальные свойства. Подобно голограмме, любой фрагмент которой несет информацию о полном объекте, любой фрагмент стохастического кода содержит информацию об амплитуде квантумированного сигнала. Затем на этом модуле был реализован также впервые новый метод радиолокации на основе преобразования Радона [5, 9, 16].

Вот это и есть на деле фрактальный инжиниринг с элементами философии инженерии (можно сказать, то время, а именно 80-е годы XX века, было для автора началом зарождения

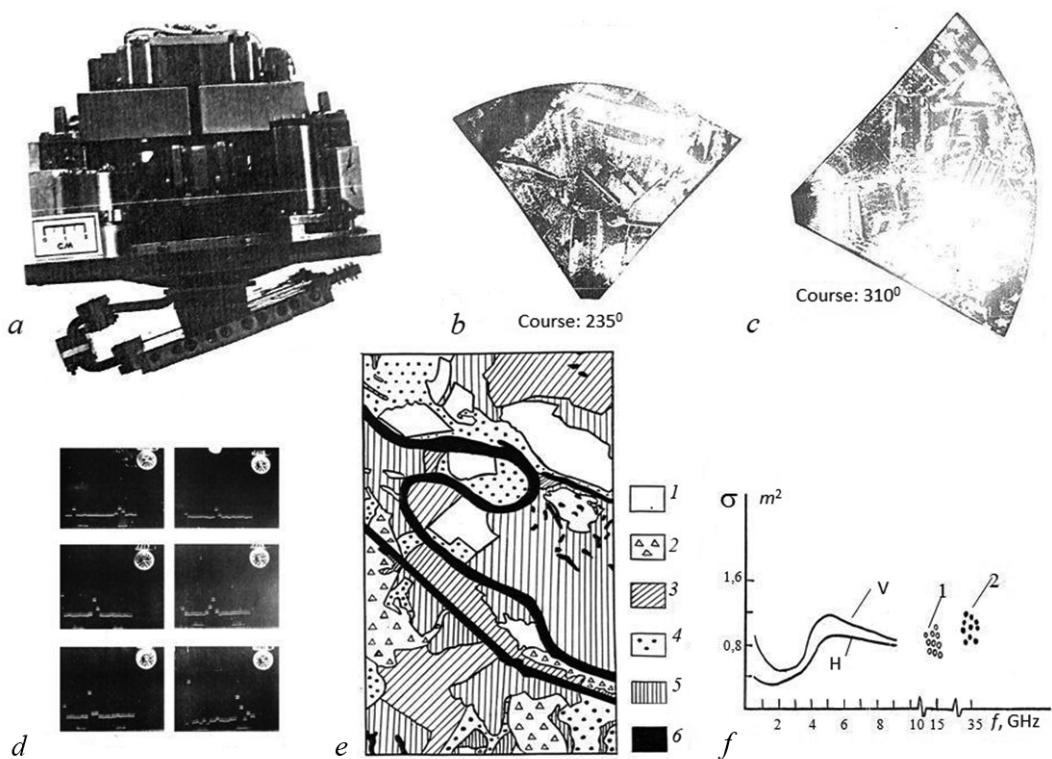


Рис. 9. Переносной цифровой твердотельный двухчастотный когерентный радар на параметронах со сложным сигналом сверхбольшой базы $m = 2^{17} - 1$ с фрактальной щелевой решеткой в диапазоне ММВ и СМВ (а) и некоторые результаты натурных испытаний радиолокатора: б, с — первые РЛИ на длине волн 8.6 мм; д — характерные формы огибающей сигнала, отраженного характерными текстурными земными покровами; е — пример эталонной синтезированной карты неоднородной местности по энергетическим, текстурным и фрактальным признакам; ф — средняя ЭПР человека как функция частоты для горизонтальной (Г) и вертикальной (В) поляризаций, 1 и 2 — данные автора, который участвовал в натурном эксперименте в качестве «лоцируемой цели»

Fig. 9. Portable digital solid-state dual-frequency coherent parametron radar with complex signal of very long base $m = 2^{17} - 1$ with fractal slot array in MMW and SMW ranges (a) and some results of full-scale tests of the radar: b, c — first radar images at 8.6 mm wavelength; d — characteristic shapes of signal envelope reflected by characteristic textural land covers; e — example of reference synthesized map of heterogeneous terrain by energy, textural and fractal features; f — average human RCS as a function of frequency for horizontal (H) and vertical (V) polarizations, 1 and 2 — data of the author, who participated in full-scale experiment as a “located target”

русской философии фрактальной инженерии)! Это был серьезный и передовой проект в великом СССР, а не какие-то элементарные «детские безделушки», которые изогнул и разместил на балконе в 1995 г. американский инженер!

8. Многопрофильное радио

Концепция или парадигма «Multi-profile radio — Многопрофильного радио» была окончательно сформирована автором в начале мая 2024 г. — рис. 10. Этому предшествовал цикл наших работ в России и Китае в 2022–2024 годы по возможности и необходимости объединения дорожных карт «Фракталы», «Фотоника» и «Искусственный интеллект» для сквозных технологий (см. например [48, 49]). Авторская парадигма основана на принципиально новом подходе к совместному использованию физических свойств электромагнитных волн (ЭМВ) в широком диапазоне частот и универсальности топологии фрактальных множеств. Замысел нашего научного

исследования состоял в современном приложении топологии и теории размерности в открытых множествах задач радиофизики, радиолокации и радиотехники, вдохновленных современной физикой и фотоникой. Статьи [48, 49] охватывают отдельные составляющие следующих рядов 3–5. Конечная цель — принципиально новая архитектура радиосистем и радиоканалов. Добавление новых сегментов в рис. 10 не только возможно, но и крайне необходимо. ЭМВ, несущие орбитальный угловой момент, представляют большой интерес и открывают возможности для будущих прорывов в области радио. В [48, 49] представлена современная картина развития исследований в области топологически нетривиальных спиновых текстур, таких как скирмионы. Оптические скирмионы представляют собой квазичастицы с нетривиальными топологическими фрактальными текстурами, которые обладают значительным потенциалом в оптической обработке, передаче и хранении информации.

«Умная» или Интеллектуальная радиосреда — это беспроводная среда, которая превращается в интеллектуальное реконфигурируемое пространство и играет активную роль в передаче и обработке информации, и делает более надежным обмен данными между передатчиками и приемниками. Концепция «умных» радиосред не ограничивается улучшением беспроводной связи, а направлена на создание по-настоящему распределенной интеллектуальной платформы беспроводной связи, зондирования и вычислений, которая соединяет физический и цифровой миры.

В Таблице показаны физические свойства ЭМВ и универсальность топологии фрактальных множеств, и их совместное потенциальное использование с точки зрения многопрофильного радио, а также НИИ и ВУЗы, с которыми работал автор с 1979 г. в ИРЭ АН СССР (ИРЭ РАН).

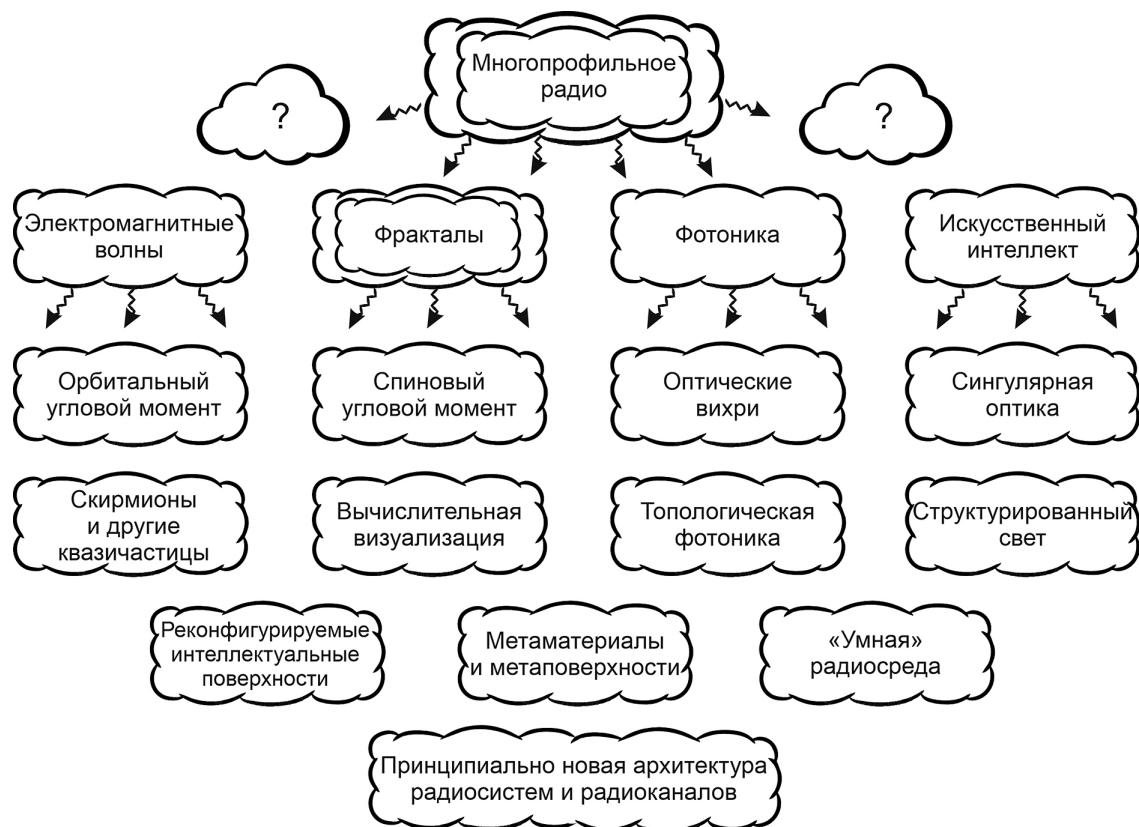


Рис. 10. Авторская парадигма «Многопрофильное радио» как фреймворк новых идей

Fig. 10. The author's paradigm “Multi-profile radio” as a framework for new ideas

Таблица. Физические свойства ЭМВ вкупе с фрактальной топологией и их использование для многопрофильного радио

Table. Physical properties of electromagnetic waves together with fractal topology and their use for multi-profile radio

Физические свойства / направления	Применение	Примечание
ТТФО сигналов и полей (учёт эредитарности (памяти), негауссости и скейлинга), фрактальное кодирование (НАЧАЛО — XX в.)	ЭМВ и акустика, РЛС, радиометрия, БПЛА, РСА, машиноведение, материаловедение, нанотехнологии, медицина, биология, зондирование, связь, экономика, логистика, динамический хаос, большие данные	ИРЭ АН СССР, ИРЭ РАН, — А. А. Потапов
Неэнергетические текстурные и фрактальные обнаружители сверхслабых сигналов (размерность D , показатели Херста и Гельдера, лакунарность, стохастический авторегрессионный синтез и т. д.)	Новые размерностные и топологические (а не энергетические!) признаки или инварианты (сигнатуры), топология выборки, нечеткие множества, искусственный интеллект	НАЧАЛО — 1979 г. и так далее в БУДУЩЕЕ, ИРЭ АН СССР, ИРЭ РАН, — А. А. Потапов
Распространение и дифракция волн во фрактальных и турбулентных средах, теория катастроф в волновой физике, стохастические уравнения с дробными операторами, интеграл Фейнмана по траекториям, асимптотики и т. п.	Рассеяние волн фрактальной поверхностью (функции когерентности, спеклы, вариации ЭПР, индикатрисы, странные атTRACTоры, время предсказания), фрактальные флуктуации волн (тропосфера, ионосфера — эльфы, джеты, спрайты), солитоны	ИРЭ АН СССР, ИРЭ РАН, Технион (Хайфа), ВНИИОФИ, — А. А. Потапов
Фрактальные антенны, хиральные среды, антенные решётки для MIMO, фрактальные лабиринты, экраны из метаматериала для развязки антенн	Широкополосность или многодиапазонность, вариации ЭПР, рост фрактальных структур и границ, оригами и т. п.	ИРЭ РАН, ЦКБ «Алмаз», ВГУ, МФТИ, МИРЭА, ЛЭТИ, ПГУТИ, ННГУ, НГТУ, — А. А. Потапов
Фрактальные элементы, датчики, селективные и поглощающие материалы, устройства и системы	Фрактальный генератор, фрактальные фильтры, новые материалы, мемристор, отрицательный конденсатор, фрактальные межфазные границы, магнитные фазовые переходы, мезопористые ферромагнитные материалы, регуляторы дробного порядка, МЭМС, наноразмерные покрытия с фрактальной топологией и т. д.	ИРЭ РАН, МГТУ, МАМИ, ЛЭТИ, ИжГТУ, КАИ, ННГУ, ИМХ РАН, НГТУ, УГАТУ, ИПМА КБНЦ РАН, — А. А. Потапов
Фрактальные РЛС и фрактально-частотные MIMO-системы	Многочастотная работа и др. режимы и варианты, нелинейная радиолокация	ИРЭ РАН, — А. А. Потапов
Фрактальные сигналы, помехи и степенные шумовые процессы	Простые и сложные сигналы, хаотические сигналы, Н-сигналы, ФБД (fBm), фликкер-шум (доклад на семинаре С. М. Рытова по флуктуационным явлениям в ИФА РАН)	ИРЭ АН СССР, ИРЭ РАН, — А. А. Потапов
Фрактальная электродинамика и фрактальные импедансы, нелинейная электродинамика, хиральные наноструктуры на основе ДНК-оригами	Уравнения Максвелла, волновое уравнение, фрактальный конденсатор, исследование дробных операторов и полей	ИРЭ АН СССР, ИРЭ РАН, МГУ, МФТИ, ПГУТИ, ДагГУ, ИПМА КБНЦ РАН, — А. А. Потапов

Продолжение Таблицы на стр. [769](#)

Потапов А. А.

Окончание Таблицы

Физические свойства / направления	Применение	Примечание
Фрактальное комплексирование и ФПС, формирование портретов сложных объектов	Оптика, ММВ, СМВ, РЛИ, РСА. — Патент	ИРЭ АН СССР, ВВА BBC, ИРЭ РАН, — А. А. Потапов
Фрактально-скейлинговая или масштабно-инвариантная радиолокация; активно-пассивная радиолокация; преобразование Радона в РЛС (впервые в мире)	Полные ансамбли текстурных и фрактальных признаков и кепстры, словари фрактальных признаков, впервые введённые автором. — Патент	ИРЭ РАН, ЦКБ «Алмаз» (пр. Радона в РЛС); (уравнение радиолокации для фрактальных целей), — А. А. Потапов
Фрактальный инжиниринг: фрактальная радиоэлектроника, фрактальная радиофизика, фрактальная радиотехника и т. д.	Всё сделанное выше по фракталам и БУДУЩЕЕ	ИРЭ РАН, — А. А. Потапов
Теория игр, теория управления, фрактальная геометрия пространства-времени, фрактальные квантовые поля (дробные уравнения и операторы)	Дробные уравнения и операторы, дробные функции Грина, отрицательные фрактальные размерности Хаусдорфа-Коломбо D (теория) [44] и т. д.	ИРЭ РАН, Технион (Хайфа), ВНИИОФИ, — А. А. Потапов
Фотоника / радиофотоника и другие исследования; участие в разнообразных международных конференциях, выпуск высокорейтинговых статей и монографий [10]	Обработка сигналов и полей, метаповерхности, нулевое обратное рассеяние, мультиполи, управление рассеянием света, численное моделирование, поверочные эксперименты на СВЧ, искусственный интеллект, новые классы антенн, оптомеханика кремниевых волноводов и резонаторов и т. д.	ИРЭ РАН, Джинанский университет (Гуанчжоу, Китай) — Совместная китайско-российская лаборатория информационных технологий и фрактальной обработки сигналов (с 2011 г.), — А. А. Потапов

В Таблице: ФБД (fBm) — фрактальное (обобщённое) броуновское движение, ФПС — введённые авторами в [43] фрактально-поляризационные сигнатуры.

Таким образом, это концептуальный документ (рис. 10 и Таблица), в котором сжато излагается авторская парадигма новой архитектуры радиосистем и радиоканалов (то есть «Многопрофильное радио») на основе дорожных карт «Фракталы», «Фотоника» и «Искусственный интеллект» [48, 49].

Заключение

С большой благодарностью хочу сказать еще раз, что без благожелательной поддержки академиков Б. В. Бункина, В. А. Котельникова, Ю. В. Гуляева моя работа в области теории фракталов и их широкого применения в радиофизике, радиотехнике, радиолокации (в общем, всей радиоэлектронике), а также в цифровой обработке информации не была бы столь эффективной, систематической и плодотворной за более чем 45 лет работы в ИРЭ АН СССР (ИРЭ РАН).

Фрактальная радиофизика и фрактальная радиоэлектроника — это своеобразные радионавки, проникнутые духом и идеями классической радиофизики и радиоэлектроники, в то же время они являются принципиально новыми направлениями. Фрактальные методы, аналогичные излагаемым в настоящей работе, могут быть применены при рассмотрении волновых и колебательных процессов в оптике, акустике и механике.

В своих работах автор более чем за 45 лет, практически «с нуля», преодолевая трудности идущих первыми, заложил фундаментальные основы того, что будет применено в будущем. Не только результаты и конкретные решения представляют самую большую ценность, а именно метод решения, подход к нему. Коренное отличие предложенных автором фрактальных методов от классических связано с принципиально иным подходом к основным составляющим сигнала и поля. Глобальный фрактальный метод создан автором и многосторонне продемонстрирован в [1–6, 9–51] и непосредственно здесь, в этой работе. В результате в научном мире образовано новое смысловое пространство с его необычными для классической радиофизики и радиоэлектроники свойствами и задачами. Полученные научные результаты являются исходным материалом для дальнейшего развития и практического применения фрактальных методов в современных областях радиофизики, радиотехники, радиолокации, электроники и информационно-управляющих систем [52]. Все это и определяет фрактальный инжиниринг.

Фрактальная геометрия — громадная и гениальная заслуга Б. Мандельброта (1924–2010 гг.). Но ее радиофизическое / радиотехническое и практическое воплощение — это исключительная заслуга известной в мире Российской научной школы фрактальных методов под руководством проф. А. А. Потапова (ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН).

Автор развивает и усиливает свои идеи о том, что в науке и технике должно быть прочно введено новое — «фрактальное» — измерение, причем не на вспомогательную роль, а в качестве фундаментального объясняющего фактора. Наш приоритет в этих областях на май 2025 год закреплен более чем 1250 работами и 68 отечественными и зарубежными монографиями и отдельными главами в них на русском, английском и китайском языках; сделаны доклады в 23 странах. В научно-информационной сети Research Gate (A. A. Potapov (researchgate.net)) работы автора сейчас читают более 72 тысяч корреспондентов.

В преддверии своего 75-летия хочу заметить следующее. В моей жизни существовали и существуют три большие страсти: наука (фракталы и радиолокация), книги (великолепная домашняя библиотека) и семья. Несмотря на все трудности, эти области находятся в равновесии. И в этом исключительная заслуга моей супруги Потаповой (Самборской) Валентины Яковлевны и наших двух сыновей Алексея и Виктора [5].

Список литературы

1. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. М.: Логос, 2002. 664 с.
2. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Университетская книга, 2005. 848 с.
3. Потапов А. А. Фракталы и хаос как основа новых прорывных технологий в современных радиосистемах // В кн.: Кроновер Р. Фракталы и хаос в динамических системах. М.: Техносфера, 2006. С. 374–479.
4. Потапов А. А., Гуляев Ю. В., Никитов С. А., Пахомов А. А., Герман В. А. Новейшие методы обработки изображений. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. 496 с.
5. Профессор Александр Алексеевич Потапов. Фракталы в действии: Биобиблиографический указатель / Под ред. Ю. В. Гуляева. М.: ЦПУ «Радуга», 2019. 256 с.
6. Гуляев Ю. В., Потапов А. А. Применение теории фракталов, дробных операторов, текстур, эффектов скейлинга и методов нелинейной динамики в синтезе новых информационных технологий для задач радиоэлектроники (в частности, радиолокации) // РЭ. 2019. Т. 64, № 9. С. 839–854. DOI: 10.1134/S0033849419080059.
7. Mandelbrot B. Les objets fractal: Forme, hasard et dimension. Paris: Flammarion, 1975. 190 p.
8. Mandelbrot B. The Fractal Geometry of Nature. N.Y.: W. H. Freeman, 1982. 468 p.
9. Вопросы перспективной радиолокации / Под ред. А. В. Соколова. М.: Радиотехника, 2003. 512 с.

10. *Potapov Alexander A., Wu Hao, Xiong Shan.* Fractality of Wave Fields and Processes in Radar and Control. Guangzhou: South China University of Technology Press, 2020. 280 p.
11. Павельев В. А., Потапов А. А. Влияние земной поверхности на структуру импульсного сигнала в диапазоне миллиметровых волн // РЭ. 1994. Т. 39, № 4. С. 573–582.
12. Потапов А. А. Обобщенный коррелятор полей, рассеянных шероховатыми поверхностями // РЭ. 1996. Т. 41, № 7. С. 816–823.
13. *Potapov A.A., German V.A.* Detection of artificial objects with fractal signatures // Pattern Recognition and Image Analysis. 1998. Vol. 8, no. 2. P. 226–229.
14. Потапов А. А., Герман В. А. Применение фрактальных методов для обработки оптических и радиолокационных изображений земной поверхности // РЭ. 2000. Т. 45, № 8. С. 946–953.
15. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. Элементы теории фракталов // РЭ. 2000. Т. 45, № 11. С. 1285–1292.
16. Опаленов Ю. В., Потапов А. А. Стохастические сигналы и преобразование Радона при получении растровых радиолокационных изображений микроволновым цифровым радиолокатором с фрактальной обработкой информации // РЭ. 2000. Т. 45, № 12. С. 1447–1458.
17. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. Фрактальный анализ сигналов // РЭ. 2001. Т. 46, № 3. С. 261–270.
18. Потапов А. А. Фракталы в радиофизике и радиолокации. Основы теории рассеяния волн фрактальной поверхностью // РЭ. 2002. Т. 47, № 5. С. 517–544.
19. Потапов А. А., Герман В. А. Эффекты детерминированного хаоса и странный аттрактор при радиолокации динамической системы типа растительного покрова // Письма в ЖТФ. 2002. Т. 28, № 14. С. 19–25.
20. Потапов А. А. Новые информационные технологии на основе вероятностных текстурных и фрактальных признаков в радиолокационном обнаружении малоконтрастных целей // РЭ. 2003. Т. 48, № 9. С. 1101–1119.
21. Потапов А. А., Герман В. А. О методах измерения фрактальной размерности и фрактальных сигнатур многомерных стохастических сигналов // РЭ. 2004. Т. 49, № 12. С. 1468–1491.
22. Потапов А. А., Булавкин В. В., Герман В. А., Вячеславова О. Ф. Исследование микро-рельефа обработанных поверхностей с помощью методов фрактальных сигнатур // ЖТФ. 2005. Т. 75, № 5. С. 28–45.
23. Потапов А. А., Герман В. А. Методы фрактальной обработки слабых сигналов и малоконтрастных изображений // Автометрия. 2006. Т. 42, № 5. С. 3–25.
24. Потапов А. А. К теории функционалов стохастических полей обратного рассеяния // РЭ. 2007. Т. 52, № 3. С. 261–310.
25. Потапов А. А., Лактюнькин А. В. Теория рассеяния волн фрактальной анизотропной поверхностью // Нелинейный мир. 2008. Т. 6, № 1. С. 3–36.
26. Потапов А. А., Матвеев Е. Н. Фрактальная электродинамика, скейлинг фрактальных антенн на основе кольцевых структур и мульти尺度частотно-избирательные 3D-среды или фрактальные «сэндвичи»: переход к фрактальнымnanoструктурам // РЭ. 2010. Т. 55, № 10. С. 1157–1177.
27. Потапов А. А. Фрактальные модели и методы на основе скейлинга в фундаментальных и прикладных проблемах современной физики // В сб.: Необратимые процессы в природе и технике / Под ред. В. С. Горелика и А. Н. Морозова. М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2008. Вып. II. С. 5–107.
28. Потапов А. А. Фракталы, скейлинг и дробные операторы в обработке информации (Московская научная школа фрактальных методов в ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, 1981–2011 г.) // В сб.: Необратимые процессы в природе и технике / Под ред. В. С. Горелика, А. Н. Морозова. М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2012. Вып. IV. С. 5–117.

29. Леонов К. Н., Потапов А. А., Ушаков П. А. Использование инвариантных свойств хаотических сигналов в синтезе новых помехоустойчивых широкополосных систем передачи информации // РЭ. 2014. Т. 59, № 12. С. 1209–1229. DOI: 10.7868/S0033849414120110.
30. Потапов А. А., Лактюнькин А. В. Частотная функция когерентности пространственно-временного радиолокационного канала формирования изображений анизотропной фрактальной поверхности и фрактальных объектов // РЭ. 2015. Т. 60, № 9. С. 906–913. DOI: 10.7868/S0033849415090089.
31. Потапов А. А., Ильин Е. М., Чигин Е. П. Размерные и топологические эффекты при фрактально-скейлинговом обнаружении и обработке многомерных сигналов // Вестник СибГУТИ. 2015. № 2. С. 51–66.
32. Потапов А. А. О стратегических направлениях в синтезе новых видов радиолокационных текстурно-фрактальных обнаружителей малоконтрастных объектов с выделением их контуров и локализацией координат на фоне интенсивных помех от поверхности земли, моря и осадков // В сб.: Труды IV Всероссийской НТК «РТИ Системы ВКО – 2016». 02–03 июня 2016 г., Москва, Россия. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2017. С. 438–448.
33. Потапов А. А. Текстурные и фрактально-скейлинговые методы обнаружения, обработки и распознавания слабых радиолокационных сигналов и малоконтрастных изображений на фоне интенсивных помех // Вестник воздушно-космической обороны. 2018. № 2(18). С. 15–26.
34. Потапов А. А. Волны в неупорядоченных больших фрактальных системах: радиолокация, наносистемы, кластеры беспилотных летательных аппаратов и малоразмерных космических аппаратов // РЭ. 2018. Т. 63, № 9. С. 915–934. DOI: 10.1134/S0033849418090176.
35. Багманов В. Х., Потапов А. А., Султанов А. Х., Жанг В. Фрактальные фильтры для обнаружения сигналов при обработке данных дистанционного зондирования // РЭ. 2018. Т. 63, № 10. С. 1062–1068. DOI: 10.1134/S0033849418100030.
36. Потапов А. А. О применении теории размерности и нелинейной динамики в новом виде и методе радиолокации // Океанологические исследования. 2019. Т. 47, № 1. С. 100–102. DOI: 10.29006/1564-2291.JOR-2019.47(1).30.
37. Потапов А. А. Фрактальная электродинамика. Численное моделирование малых фрактальных антенных устройств и фрактальных 3D микрополосковых резонаторов для современных сверхширокополосных или многодиапазонных радиотехнических систем // РЭ. 2019. Т. 64, № 7. С. 629–665. DOI: 10.1134/S0033849419060068.
38. Акиншин Н. С., Потапов А. А., Быстров Р. П., Есиков О. В., Чернышков А. И. К вопросу построения систем распознавания объектов многоканальными комплексами зондирования на основе нейронных сетей и фрактальных сигнатур // РЭ. 2020. Т. 65, № 7. С. 705–713. DOI: 10.31857/S0033849420060017.
39. Потапов А. А., Кузнецов В. А., Потоцкий А. Н. Новый класс топологических текстурно-мультифрактальных признаков и их применение для обработки радиолокационных и оптических малоконтрастных изображений // РЭ. 2021. Т. 66, № 5. С. 457–467. DOI: 10.31857/S0033849421050107.
40. Потапов А. А., Кузнецов В. А., Аликулов Е. А. Анализ способов комплексирования изображений, формируемых многодиапазонными радиолокационными станциями с синтезированной апертурой // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 3. С. 6–21. DOI: 10.32603/1993-8985-2021-24-3-6-21.
41. Потапов А. А., Кузнецов В. А., Аликулов Е. А. Структурно-параметрический синтез систем оптимальной текстурно-фрактальной обработки многомерных радиолокационных изображений // РЭ. 2022. Т. 67, № 1. С. 51–67. DOI: 10.31857/S0033849422010077.
42. Акиншин Н. С., Потапов А. А., Минаков Е. И., Тимошенко А. В., Перлов А. Ю. Метод оценки

Потапов А. А.

Известия вузов. ПНД, 2025, т. 33, № 5

- производительности вычислительного комплекса при мониторинге технического состояния радиолокационных станций и сенсорных платформ // РЭ. 2022. Т. 67, № 5. С. 493–499. DOI: 10.31857/S0033849422050011.
43. Потапов А. А., Кузнецов В. А. Текстурно-фрактальный анализ поляриметрических изображений, формируемых радиолокационными станциями с синтезированной апертурой // РЭ. 2023. Т. 68, № 10. С. 941–953. DOI: 10.31857/S0033849423100145.
 44. Подосенов С. А., Потапов А. А., Фоукзон Дж., Менькова Е. Р. Неголономные, фрактальные и связанные структуры в релятивистских сплошных средах, электродинамике, квантовой механике и космологии. М.: URSS, 2015. 1128 с.
 45. Радиолокация. Теория и практика / Под ред. А. Б. Бляхмана. М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2023. 719 с.
 46. Гуляев Ю. В., Никитов С. А., Потапов А. А., Давыдов А. Г. О проектировании фрактальных радиосистем. Численный анализ электродинамических свойств фрактальной антенны Серпинского // РЭ. 2005. Т. 50, № 9. С. 1070–1076.
 47. Гуляев Ю. В., Никитов С. А., Потапов А. А., Герман В. А. Идеи скейлинга и дробной размерности в схеме фрактального обнаружителя радиосигналов // РЭ. 2006. Т. 51, № 8. С. 968–975.
 48. Потапов А. А. Волны, орбитальный угловой момент, связанные состояния в континууме, фракталы и метаповерхности: Многопрофильное радио // РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2024. Т. 16, № 8. С. 961–1008. DOI: 10.17725/j.rensit.2024.16.961.
 49. Potapov A. A. Multi-Profile Radio, Fractal Engineering, Artificial Intelligence and Smart Radio Environments: A New Approach Based on the Topology of Fractal Sets and Intelligent Meta surfaces // Evolutions Mech. Eng. 2025. Vol. 5, no. 5. P. EME.000623. DOI: 10.31031/EME.2025.05.000623.
 50. Потапов А. А., Кузнецов В. А., Гончаров С. А. Имитационная модель формирования портретов сложных радиолокационных объектов со сниженной радиолокационной заметностью // РЭ. 2025. Т. 70, № 6. С. 564–582. DOI: 10.31857/S0033849425060047.
 51. Potapov A. A., Tupik V. A., Margolin V. I., Kostrin D. K. Ion-plasma formation of nanosized coatings with fractal topology // IJIE: Int. Journal of Integrated Engineering. 2024. Vol. 16, no. 9. P. 284–293. DOI: 10.30880/ijie.2024.16.09.023.
 52. Кузнецов В. А. Исторические аспекты возникновения фрактальной теории // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2021. Т. 24, № 2. С. 113–126. DOI: 10.18469/1810-3189.2021.24.2.113-126.

References

1. Potapov AA. Fractals in Radio Physics and Radar. M.: Logos; 2002. 664 p. (in Russian).
2. Potapov AA. Fractals in Radio Physics and Radar: Topology of a Sample. M.: Universitetskaya kniga; 2005. 848 p. (in Russian).
3. Potapov AA. Fractals and chaos as the basis for new breakthrough technologies in modern radio systems. In: Crownover RM. Fractals and Chaos in Dynamic Systems. M.: Tekhnosphera; 2006. P. 374–479 (in Russian).
4. Potapov AA, Gulyaev YuV, Nikitov SA, Pakhomov AA, German VA. The Latest Methods of Image Processing. M.: Fizmatlit; 2008. 496 p. (in Russian).
5. Gulyaev YuV, editor. Professor Alexander Alekseevich Potapov. Fractals in Action: Biography and Publication Index. M.: Raduga; 2019. 256 p. (in Russian).
6. Gulyaev YV, Potapov AA. Application of fractal theory, fractional operators, textures, scaling effects, and nonlinear dynamics methods in the synthesis of new information technologies in

radio electronics (specifically, radiolocation). *J. Commun. Technol. Electron.* 2019;64(9):911–925. DOI: 10.1134/S1064226919080059.

7. Mandelbrot B. *Les objets fractal forme, hasard et dimension*. Paris: Flammarion; 1975. 190 p.
8. Mandelbrot B. *The Fractal Geometry of Nature*. New York: W. H. Freeman; 1982. 468 p.
9. Sokolov AV, editor. *Issues of Advanced Radar*. M.: Radiotekhnika; 2003. 512 p. (in Russian).
10. Potapov AA, Wu Hao, Xiong Shan. *Fractality of Wave Fields and Processes in Radar and Control*. Guangzhou: South China University of Technology Press; 2020. 280 p.
11. Pavel'ev VA, Potapov AA. Influence of the ground surface on the structure of a pulse signal in millimeter wavelength band. *J. Commun. Technol. Electron.* 1994;39(4):573–582. (in Russian).
12. Potapov AA. Generalized correlator of fields scattered by rough surfaces. *J. Commun. Technol. Electron.* 1996;41(9):759–766. (in Russian).
13. Potapov AA, German VA. Detection of artificial objects with fractal signatures. *Pattern Recognition and Image Analysis*. 1998;8(2):226–229.
14. Potapov AA, German VA. Processing of optic and radar images of the earth surface by fractal methods. *J. Commun. Technol. Electron.* 2000;45(8):853–860.
15. Potapov AA. Fractals in radiophysics and radar. Elements of the theory of fractals: A review. *J. Commun. Technol. Electron.* 2000;45(11):1157–1164.
16. Opalenov YuV, Potapov AA. Application of stochastic signals and the radon transform to the formation of raster radar images by a microwave digital radar with fractal data processing. *J. Commun. Technol. Electron.* 2000;12:1311–1322.
17. Potapov AA. Fractal in radio physics and radio location: Fractal analysis of signals. *J. Commun. Technol. Electron.* 2001;46(3):237–246.
18. Potapov AA. Fractal in radio physics and radar: Fundamental theory of wave scattering by a fractal surface. *J. Commun. Technol. Electron.* 2002;47(5):461–487.
19. Potapov AA, German VA. Effects of deterministic chaos and strange attractor in the radar of dynamic systems of the vegetative cover type. *Tech. Phys. Lett.* 2002;28(7):586–588. DOI: 10.1134/1.1498793.
20. Potapov AA. New information technology in radar detection of low-contrast targets based on probabilistic texture and fractal features. *J. Commun. Technol. Electron.* 2003;48(9):1012–1029.
21. Potapov AA and German VA. Methods of measuring the fractal dimension and fractal signatures of a multidimensional stochastic signal. *J. Commun. Technol. Electron.* 2004;(12):1370–1391.
22. Potapov AA, Bulavkin VV, German VA, Vyacheslavova OF. Fractal signature methods for profiling of processed surfaces. *Tech. Phys.* 2005;75(5):560–575. DOI: 10.1134/1.1927210.
23. Potapov AA, German VA. Fractal processing of faint signals and low-contrast images. *Optoelectron. Instrument. Proc.* 2006;42(5):4–20.
24. Potapov AA. The theory of functionals of stochastic backscattering fields. *J. Commun. Technol. Electron.* 2007;52(3):245–292. DOI: 10.1134/S1064226907030011.
25. Potapov AA, Laktyunkin AV. Theory of the Wave Scattering by Anisotropic Fractal Surface. *Journal Nonlinear World*. 2008;6(1):3–36 (in Russian).
26. Potapov AA, Matveev EN. Fractal electrodynamics. Scaling of the fractal antennas based on ring structures and multiscale frequency-selective 3D media and fractal sandwiches: Transition to fractal nanostructures. *J. Commun. Technol. Electron.* 2010;55(10):1083–1101. DOI: 10.1134/S1064226910100013.
27. Potapov AA. Fractal model and methods based on scaling in fundamental and applied problems of modern physics. In: Gorelik VS, Morozov AN, editors. *Irreversible Processes in Nature and Technique*. M.: Bauman Moscow State Tech. Univ. Publishing; 2007. Iss. II. P. 5–107 (in Russian).
28. Potapov AA. Fractals, scaling and fractional operators in information processing (Moscow Scientific School of Fractal Methods at the V. A. Kotelnikov Institute of Radio Electronics, Russian Academy of Sciences, 1981–2011). In: Gorelik VS, Morozov AN, editors. *Irreversible*

- Processes in Nature and Technique. M.: Bauman Moscow State Tech. Univ. Publishing; 2012. Iss. IV. P. 5–117. (in Russian).
29. Leonov KN, Potapov AA, Ushakov PA. Application of invariant properties of chaotic signals in the synthesis of noise-immune broadband systems for data transmission. *J. Commun. Technol. Electron.* 2014;59(12):1393–1411. DOI: 10.1134/S1064226914120110.
 30. Potapov AA, Laktyun'kin A.V. Frequency coherence function of a space–time radar channel forming images of an anisotropic fractal surface and fractal objects. *J. Commun. Technol. Electron.* 2015;60(9):962–969. DOI: 10.1134/S1064226915090089.
 31. Potapov AA, Il'yin EM., Chigin EP. Dimensional and topological effects in fractal-scaling detection and processing of many-dimensional signals. *Bulletin of the Siberian State University of Telecommunications and Information Science.* 2015;(2):51–66 (in Russian).
 32. Potapov AA. On the strategic directions in synthesis of new types of radar textural-fractal detectors of low-contrast objects with marking off its outlines and coordinates against the background of high-intensity noise from the ground, sea and precipitations. In: Proc. IV All-Russian Scientific and Technical Conf. «RTI VKO Systems – 2016». 02–03 June 2016, Moscow, Russia. M.: Bauman Moscow State Tech. Univ. Publishing; 2017. P. 438–448 (in Russian).
 33. Potapov AA. Textural and fractal-scaling methods of detection, processing and identification of weak radar signals and soft images in the background of high-intensity noises. *Bulletin of Aerospace Defense.* 2018;2(18):15–26 (in Russian).
 34. Potapov AA. Waves in large disordered fractal systems: Radar, nanosystems, and clusters of unmanned aerial vehicles and small-size spacecrafsts. *J. Commun. Technol. Electron.* 2018;63(9):980–997. DOI: 10.1134/S1064226918090176.
 35. Bagmanov VKh, Potapov AA, Sultanov AKh, Zang W. Fractal filters intended for signal detection during remote-sensing data processing. *J. Commun. Technol. Electron.* 2018;63(10):1163–1169. DOI: 10.1134/S1064226918100030.
 36. Potapov AA. On the dimension and non-linear dynamics theory application in a new form and method of radio location. *Journal of Oceanological Research.* 2019;47(1):100–102 (in Russian). DOI: 10.29006/1564-2291.JOR-2019.47(1).30.
 37. Potapov AA. Fractal electrodynamics: Numerical modeling of small fractal antenna devices and fractal 3D microwave resonators for modern ultra-wideband or multiband radio systems. *J. Commun. Technol. Electron.* 2019;64(7):629–663. DOI: 10.1134/S1064226919060068.
 38. Akinshin NS, Potapov AA, Bystrov RP, Esikov OV, Chernyshkov AI. Building systems for object recognition by multichannel sensing systems based on neural networks and fractal signatures. *J. Commun. Technol. Electron.* 2020;65(7):835–842. DOI: 10.1134/S1064226920060017.
 39. Potapov AA, Kuznetsov VA, Pototskii AN. New class of topological textural multifractal descriptors and their application for processing low-contrast radar and optical images. *J. Commun. Technol. Electron.* 2021;66(5):581–590. DOI: 10.1134/S1064226921050090.
 40. Potapov AA, Kuznetsov VA, Alikulov EA. Methods for complexing images formed by multi-band synthetic aperture radars. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics.* 2021;24(3):6–21 (in Russian). DOI: 10.32603/1993-8985-2021-24-3-6-21.
 41. Potapov AA, Kuznetsov VA, Alikulov EA. Structural-parametric synthesis of systems for optimal texture-fractal processing of multidimensional radar images. *J. Commun. Technol. Electron.* 2022;67(1):63–78. DOI: 10.1134/S1064226922010077.
 42. Akinshin NS, Potapov AA, Minakov EI, Timoshenko AV, Perlov AYu. Methods for evaluating the performance of a computer complex for monitoring the technical condition of radar stations and sensor platforms. *J. Commun. Technol. Electron.* 2022;67(5):567–572. DOI: 10.1134/S1064226922050011.
 43. Potapov AA, Kuznetsov VA. Textural-fractal analysis of polarimetric images generated by

- synthetic aperture radar. *J. Commun. Technol. Electron.* 2023;68(10):1127–1139. DOI: 10.1134/S1064226923100145.
44. Podosenov SA, Potapov AA, Foukzon Ja, Men'kova ER. Nonholonomic, Fractal and Coupled Structures in Relativistic Continuous Media, Electrodynamics, Quantum Mechanics and Cosmology. M.: URSS; 2015. 1128 p. (in Russian).
 45. Blakhman AB, editor. Radar. Theory and Practice. Moscow: UNITY-DANA; 2023. 719 p. (in Russian).
 46. Gulyaev YuV, Nikitov SA, Potapov AA, Davydov AG. Design of fractal radio systems: Numerical analysis of electromagnetic properties of the sierpinski fractal antenna. *J. Commun. Technol. Electron.* 2005;50(9):1070–1076 (in Russian).
 47. Gulyaev YuV, Nikitov SA, Potapov AA, German VA. Concepts of scaling and fractal dimension in the design of a fractal detector of radio signals. *J. Commun. Technol. Electron.* 2006;51(8):909–916. DOI: 10.1134/S1064226906080079.
 48. Potapov AA. Waves, orbital angular momentum, bound states in the continuum, fractals and metasurfaces: Multi-profile radio. RENSIT: Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies. 2024;16(8):961–1008. DOI: 10.17725/j.rensit.2024.16.961.
 49. Potapov AA. Multi-profile radio, fractal engineering, artificial intelligence and smart radio environments: A new approach based on the topology of fractal sets and intelligent meta surfaces. *Evolutions Mech. Eng.* 2025;5(5):EME.000623. DOI: 10.31031/EME.2025.05.000623.
 50. Potapov AA, Kuznetsov VA, Goncharov SA. A simulation model for signature formation of complex low-observable targets. *J. Commun. Technol. Electron.* 2025;70(6):564–582 (in Russian).
 51. Potapov AA, Tupik VA, Margolin VI, Kostrin DK. Ion-Plasma Formation of Nanosized Coatings with Fractal Topology. *IJIE: Int. Journal of Integrated Engineering.* 2024;16(9):284–293. DOI: 10.30880/ijie.2024.16.09.023.
 52. Kuznetsov VA. Historical aspects of fractal theory appearance. *Physics of Wave Processes and Radio Systems.* 2021;24(2):113–126 (in Russian). DOI: 10.18469/1810-3189.2021.24.2.113-126.

Потапов Александр Алексеевич — родился в селе Лукино Ржаксинского района Тамбовской области (1951). Окончил радиотехнический факультет Рязанского радиотехнического института (1974). Защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук (1989, МФТИ) и доктора физико-математических наук (1994, ИРЭ РАН) по специальности «Радиофизика». Главный научный сотрудник (2002) ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН (Москва). Президент совместной китайско-российской лаборатории информационных технологий и фрактальной обработки сигналов (Университет Цзинань, Гуанджоу, Китай). Область научных интересов — радиофизика, радиолокация, информационные технологии на основе фракталов и метаповерхностей, применение фрактальных и мультифрактальных методов в современных радиосистемах. Автор и соавтор свыше 1250 научных работ, из них 25 отечественных и зарубежных монографий (20 — в соавторстве) и 40 отдельных глав в книгах на русском и английском языках, 2 патентов, 8 учебных пособий. Почетный профессор (2011) Цзинанского университета (г. Гуанджоу, Китай). За пионерские разработки в области прорывных информационных технологий и реализацию научных проектов по текстурам, фракталам и дробным операторам в радиолокации, радиотехнике и радиофизике награжден 20-ю ведомственными медалями. Заслуженный радиотехник Российской Федерации.

Россия, 125009 Москва, ул. Моховая, д. 11, корп. 7

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН

E-mail: potapov@cplire.ru

ORCID: 0000-0001-9864-3546

AuthorID (eLibrary.Ru): 21152





Известия высших учебных заведений. Прикладная нелинейная динамика. 2025. Т. 33, № 5
Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5)

Персоналии
УДК 530.182, 537.86, 621.373

DOI: 10.18500/0869-6632-003170
EDN: SOCCMO

Роль Ю. В. Гуляева в формировании фрязинской школы электроники

B. E. Любченко

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники
им. В. А. Котельникова РАН, Россия
E-mail: fire@ms.ire.rssi.ru

*Поступила в редакцию 2.04.2025, принята к публикации 11.04.2025,
опубликована онлайн 22.04.2025, опубликована 30.09.2025*

Аннотация. В статье рассматриваются ключевые моменты создания и развития Фрязинского филиала ИРЭ АН СССР (ныне ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН), формирования его научной тематики и творческого коллектива.

Ключевые слова: акустоэлектроника, поверхностные акустические волны, полупроводниковая электроника.

Для цитирования: Любченко В. Е. Роль Ю. В. Гуляева в формировании фрязинской школы электроники // Известия вузов. ПНД. 2025. Т. 33, № 5. С. 777–780. DOI: 10.18500/0869-6632-003170. EDN: SOCCMO

Статья опубликована на условиях Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Personalia

DOI: 10.18500/0869-6632-003170

The role of Yu. V. Gulyaev in the formation of the fryazino school of electronics

V. E. Lyubchenko

Fryazino Branch of the V. A. Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics
of the Russian Academy of Sciences, Russia
E-mail: fire@ms.ire.rssi.ru

Received 2.04.2025, accepted 11.04.2025, available online 22.04.2025, published 30.09.2025

Abstract. The article examines the key moments of the creation and development of the Fryazino branch of the IRE of the USSR Academy of Sciences (now the V. A. Kotelnikov IRE of the Russian Academy of Sciences), the formation of its scientific topics and creative team.

Keywords: acoustoelectronics, surface acoustic waves, semiconductor electronics.

For citation: Lyubchenko VE. The role of Yu. V. Gulyaev in the formation of the fryazino school of electronics. Izvestiya VUZ. Applied Nonlinear Dynamics. 2025;33(5):777–780. DOI: 10.18500/0869-6632-003170

This is an open access article distributed under the terms of Creative Commons Attribution License (CC-BY 4.0).

Принятое в 1955 году решение Правительства СССР о строительстве на территории города Фрязино исследовательских лабораторий и жилого комплекса Института радиотехники и электроники АН СССР, созданного незадолго до этого (1953) и располагавшегося в Москве, стало важным событием в процессе становления фрязинской школы электроники, которая в то время была представлена предприятием «Исток». Институт был создан путем объединения исследовательских групп Академии наук СССР, работающих в области радиотехники и электроники, с целью концентрации усилий по решению проблем радиосвязи, радиолокации и вычислительной техники. Через год после образования Института, в 1954 году, по предложению директора-организатора академика А. И. Берга ИРЭ возглавил молодой (ему было в то время 46 лет) академик В. А. Котельников. Исследования в области электроники были направлены на создание элементной базы радиотехнических устройств и систем, а также на изучение радиофизических характеристик различных сред — газовой плазмы, диэлектрических материалов, полупроводников и др. Координацию работ в данном направлении осуществлял заместитель директора по научной работе чл.-корр. АН СССР Д. В. Зернов.

Институт быстро рос и нуждался в новых помещениях, которые трудно было найти в Москве. В то время в руководстве страны была установка по выведению научных учреждений за пределы города, и с учетом того, что в г. Фрязино уже работало близкое по профилю предприятие «Исток», было принято решение о строительстве здесь лабораторий и жилого комплекса ИРЭ. В результате появилась Фрязинская часть Института, при этом лаборатории в ФИРЭ создавались в основном как части уже существующих московских отделов, а кадровый состав формировался за счет молодых специалистов, подготовленных в Московской части Института. Соответственно формировалась и тематика исследований. Ведущие ученые из Московской части Института активно участвовали в создании фрязинских подразделений своих лабораторий. Они либо сами поначалу возглавляли эти подразделения, либо выделяли для этого научных сотрудников, которые осуществляли подготовку молодых научных кадров для постоянной работы во Фрязине. Для московских ученых, принимавших наиболее активное участие в формировании научного коллектива ФИРЭ, был построен жилой дом в Москве, в районе Гольяново, что на пути из Московской во Фрязинскую часть Института, и организован специальный автобус, который ежедневно возил московских сотрудников во Фрязино и обратно. На таких условиях ряд ведущих ученых из Москвы перешел на постоянную работу во Фрязино и возглавил там отделы и лаборатории. Среди этих энтузиастов, иначе не назовешь, поскольку все приходилось начинать почти с нуля, был и молодой (30 лет) Ю. В. Гуляев, который к тому времени защитил кандидатскую диссертацию, прошел десятимесячную стажировку в Англии в Кавендишевской лаборатории Кембридженского университета и активно работал под руководством проф. С. Г. Калашникова в новом, возникшем в начале 1960-х годов направлении, получившем название «акустоэлектроника».

Идея использования взаимодействия акустических волн с электронами в пьезополупроводниках возникла по аналогии с известными явлениями в вакуумных приборах (ЛБВ) и имела целью построение высокочастотных (свыше 10 МГц) усилителей акустических волн. Первоначально для этого использовались пьезоэлектрические полупроводники, в основном сульфид кадмия, в которых возбуждались объемные акустические волны. Однако быстро выяснилось, что возможность усиления, для которого было необходимо, чтобы дрейфовая скорость электронов превысила скорость звука, реализуется только в режиме коротких импульсов.

Ю. В. Гуляев и В. И. Пустовойт в 1964 г. предложили для создания усилителя использовать поверхностные акустические волны (ПАВ) в слоистых структурах пьезоэлектрик – полупроводник. В предложенной модели электрические поля, сопровождающие ПАВ и простирающиеся за поверхность пьезоэлектрика, взаимодействуют с электронами в наложенном на него полупроводнике. Это значительно расширяло возможности выбора материалов и конструкций устройств не только для усиления высокочастотных сигналов (уже в те годы усилители на транзисторах были

Любченко В. Е.

эффективнее), но и других устройств (высокодобротные фильтры частот, резонаторы, сенсоры, линии задержки). Таким образом, переходя на работу во Фрязино в 1965 г., Ю. В. Гуляев был уже лидером в области создания высокочастотных приборов и устройств на основе поверхностных акустических волн — нового перспективного направления в физике твердого тела и твердотельной электронике.

Формирование новой лаборатории произошло быстро. В нее вошли сотрудники, ранее работавшие в лаборатории, занимавшейся выращиванием монокристаллов арсенида галлия, а также группа сотрудников, занимавшихся полупроводниковыми приемниками миллиметрового диапазона волн в отделе академика В. В. Мигулина, который ушел из ИРЭ на должность директора Института земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн (ИЗМИРАН). Таким образом, помимо основного направления исследований в области акустоэлектроники, в лаборатории велись также работы по полупроводниковой электронике, главным образом в СВЧ- и КВЧ-диапазонах. Будучи необыкновенно талантливым ученым, Ю. В. Гуляев оказался и умелым организатором (сказывался опыт работы в комсомоле), поэтому к нему охотно шли студенты и молодые специалисты, в частности, выпускники МФТИ, где он работал на базовой кафедре, руководимой зам. директора ИРЭ чл.-корр. АН СССР Д. В. Зерновым. Еще одно важное качество Юрия Васильевича — его работоспособность. Работал он всегда и везде, включая время, проведенное в поездках из Москвы во Фрязино, и на сельхозработах, на которые всегда выезжал со своим коллективом. Все это приносило успехи, прежде всего, в развитии основного направления — акустоэлектроники. За сравнительно короткое время были разработаны научные основы физической акустоэлектроники, открыт новый тип поверхностных акустических волн, получивших название «волны Гуляева–Блюстейна», предсказан и обнаружен акустомагнетоэлектрический эффект (открытие №133), развита нелинейная теория акустоэлектронного взаимодействия в твердых телах, а также нелинейная теория акустооптического взаимодействия в проводящих и активных средах, разработаны методы акустической микроскопии и томографии. Результатом этих исследований явилось создание и внедрение в практику различных акустоэлектронных и акустооптических приборов, таких как фильтры частот, модуляторы, расщепители частот и др. Эти достижения отмечены Государственными премиями СССР и РФ, премией Европейского физического общества и премией Рэлея.

Помимо акустоэлектроники, Ю. В. Гуляев активно участвовал в развитии исследований по другим направлениям, таким как полупроводниковая электроника СВЧ и КВЧ, исследования процессов распространения спиновых волн в магнитных материалах и слоистых структурах магнетик – полупроводник, физика тонких пленок и микроэлектроника, технология выращивания монокристаллов, керамик, оптических волокон и других материалов электронной техники. Неудивительно, что в 1972 г. после неожиданной смерти Д. В. Зернова Юрий Васильевич, к тому времени уже доктор наук, был назначен заместителем директора ИРЭ АН СССР по научной работе с обязанностью координировать исследования по электронике как во Фрязинской части Института, так и в Московской. Одновременно он стал также и руководителем базовой кафедры МФТИ и активно занимался подготовкой научных кадров.

Особенностью организации научных исследований в ИРЭ было то, что выбор научных направлений и тематика определялись в основном руководителями научных отделов, которыми были крупные ученые, пользующиеся авторитетом как в государственных структурах, так и в своих коллективах. Ю. В. Гуляев строго придерживался этой установившейся традиции. Примером могут служить исследования в области вакуумной и плазменной электроники, проводимые под руководством академика Н. Д. Девяткова. Работы были направлены на создание приборов и устройств СВЧ-диапазона, исследование плазменно-пучкового разряда и других явлений в разреженной газовой плазме, а также воздействия электромагнитных волн на биологические объекты, в том числе на организм человека. Эти работы велись в тесном взаимодействии с НПО «Исток»,

чему способствовало то обстоятельство, что Н. Д. Девятков был зам. директора «Истока» по научной работе и одновременно возглавлял отдел СВЧ-электроники в ИРЭ. В лабораториях ФИРЭ была создана технологическая база и разработаны методы формирования электронных пучков, изучены механизмы обмена энергией между частицами и полями в плазме и вакууме, механизмы воздействия электростатических и электромагнитных полей на клеточный метаболизм, созданы действующие макеты мощных генераторов СВЧ- и КВЧ-диапазонов (оротроны). Крупными достижениями в этих направлениях являются разработка генераторов стохастических (хаотических) сигналов специального назначения на основе вакуумных и полупроводниковых (транзисторы) приборов, внедрение в практику методики КВЧ-терапии, которые были отмечены Государственной премией и Премиями Правительства СССР.

В 1988 г. в связи с достижением предельного возраста ушел с поста директора ИРЭ академик В. А. Котельников и директором Института стал академик Ю. В. Гуляев. Как раз в это время в стране шла перестройка экономики, возникали трудности с бюджетом, а потом пришли «лихие девяностые» и понадобилась вся воля и умение Юрия Васильевича устанавливать связи с различными инстанциями, своевременно решать организационные вопросы, чтобы сохранить материальную базу института и основную тематику, сохранять и расти новые научные кадры. В 21 век мы вступили с опытом использования новых форм организации научных исследований и практического использования результатов (пример — создание научно-производственного предприятия «ИРЭ-ПОЛЮС»), организации международного сотрудничества, создания филиалов Института в Саратове и Ульяновске, а также других инноваций, но это уже, как говорится, другая история.

Любченко Владимир Евтихиевич — родился в Киеве (1940). Окончил Московский физико-технический институт (МФТИ) по специальности «Электроника» (1964). Доктор физико-математических наук (1983), профессор (1988). Действительный член Российской академии естественных наук (с 2001) и Академии инженерных наук им. А. М. Прохорова (с 2005). После окончания МФТИ работал во Фрязинском отделении ИРЭ АН СССР: стажером-исследователем, научным сотрудником, ученым секретарем Института (1972–1987), заместителем директора ИРЭ РАН по научной работе и руководителем Фрязинского отделения ИРЭ РАН (1988–2005). Также более 30 лет работал в должности профессора на кафедре радиофизики и твердотельной электроники МФТИ, научный руководитель более 10 кандидатских диссертаций. В настоящее время — заведующий лабораторией твердотельной электроники миллиметрового диапазона волн ФИРЭ РАН (с 1985 года). Научные интересы: проблемы создания полупроводниковых приборов СВЧ как элементной базы систем связи, радиолокация и визуализация объектов в миллиметровом диапазоне радиоволн. Автор более 150 опубликованных работ, в том числе (в соавторстве) 2 монографий, 13 патентов и авторских свидетельств на изобретения.

Россия, 141190 Московская область, Фрязино, площадь им. Введенского, 1
Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники
им. В. А. Котельникова РАН
AuthorID (eLibrary.Ru): 7744



EDITOR-IN-CHIEF

Yu. V. Gulyaev, Member of the RAS, Ph.D., Professor, Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of the RAS (Moscow, Russia)

DEPUTY EDITORS

I. V. Sysoev, Ph.D., Professor, Saratov State University (Saratov, Russia)

A. N. Chumachenko, Ph.D., Professor, Saratov State University (Saratov, Russia)

MANAGING EDITOR

M. V. Sysoeva, Ph.D., Professor, Saratov State University (Saratov, Russia)

EDITORIAL BOARD

V. M. Anikin, Ph.D., Professor, Saratov State University (Saratov, Russia)

B. P. Bezruchko, Ph.D., Professor, Saratov State University (Saratov, Russia)

S. Boccaletti, Ph.D., Institute for Complex Systems of the NRC (Florence, Italy)

A. M. Bykov, Corresponding Member of the RAS, Ph.D., Professor, Ioffe Institute (Saint-Petersburg, Russia)

N. S. Ginzburg, Corresponding Member of the RAS, Ph.D., Professor, Institute of Applied Physics of the RAS (Nizhny Novgorod, Russia)

S. V. Gonchenko, Ph.D., Professor, Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod (Nizhny Novgorod, Russia)

A. S. Dmitriev, Ph.D., Professor, Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of the RAS (Moscow, Russia)

O. I. Kanakov, Ph.D., Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod (Nizhny Novgorod, Russia)

S. A. Kashchenko, Ph.D., Professor, P. G. Demidov Yaroslavl State University (Yaroslavl, Russia)

A. V. Kraskov, Ph.D., Newcastle University (Newcastle, UK)

N. V. Kuznetsov, Corresponding Member of the RAS, Ph.D., Professor, Saint-Petersburg University (Saint-Petersburg, Russia)

G. van Luijtelaar, Ph.D., Professor, Radboud University Nijmegen (Nijmegen, The Netherlands)

A. Lütjohann, Ph.D., Westfälische Wilhelms-Universität (Münster, Germany)

G. G. Malinetskii, Ph.D., Professor, Keldysh Institute of Applied Mathematics of the RAS (Moscow, Russia)

V. V. Matrosov, Ph.D., Professor, Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod (Nizhny Novgorod, Russia)

I. I. Mokhov, Member of the RAS, Ph.D., Professor, A. M. Obukhov Institute of Atmospheric Physics of the RAS (Moscow, Russia)

A. B. Neiman, Ph.D., Professor, Ohio University (Ohio, USA)

V. I. Nekorkin, Corresponding Member of the RAS, Ph.D., Professor, Institute of Applied Physics of the RAS (Nizhny Novgorod, Russia)

A. N. Pisarchik, Ph.D., Professor, Universidad Politecnica de Madrid (Madrid, Spain)

A. V. Porubov, Ph.D., Professor, Institute of Problems of Mechanical Engineering of the RAS (Saint-Petersburg, Russia)

V. V. Tuchin, Corresponding Member of the RAS, Ph.D., Professor, Saratov State University (Saratov, Russia)

A. M. Feigin, Ph.D., Professor, Institute of Applied Physics of the RAS (Nizhny Novgorod, Russia)

E. Ya. Frisman, Corresponding Member of the RAS, Ph.D., Professor, Institute for Complex Analysis of Regional Problems of the RAS (Birobidzhan, Russia)

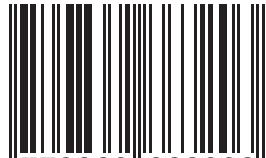
V. A. Tsarev, Ph.D., Professor, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov (Saratov, Russia)

V. A. Cherepenin, Member of the RAS, Ph.D., Professor, Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of the RAS (Moscow, Russia)

M. V. Shitikova, Ph.D., Professor, Voronezh State Technical University (Voronezh, Russia)

V. G. Yakhno, Ph.D., Professor, Institute of Applied Physics of the RAS (Nizhny Novgorod, Russia)

ISSN 0869-6632



9 770869 663203 >