



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, скрытностью, 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 воздействие 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 флюктуационной 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,

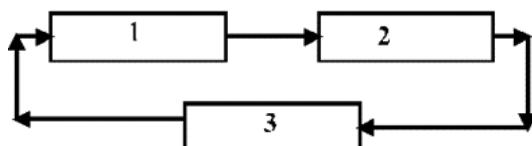


Рис. 1. Модель динамической системы с хаотическим поведением: 1 — нелинейный усилитель; 2 — линия задержки; 3 — фильтр

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.

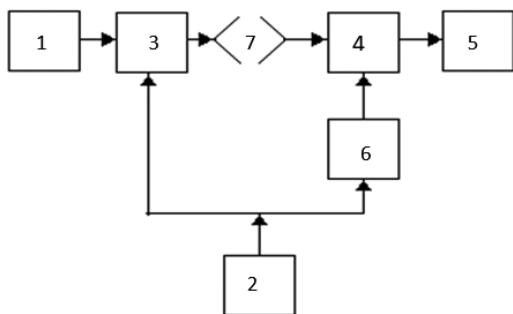


Рис. 2. Блок-схема стенда, моделирующего канал связи с шумоподобной несущей, где генератор синусоидального сигнала СВЧ-диапазона 1, цифровой генератор – источник кодирующей хаотической последовательности 2, фазовый модулятор 3, фазовый демодулятор 4, анализатор спектра 5, подключаемый в различные точки 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 апериодическом режимах. При циклическом формировании хаотические коды повторяются с заданным периодом. В апериодическом 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

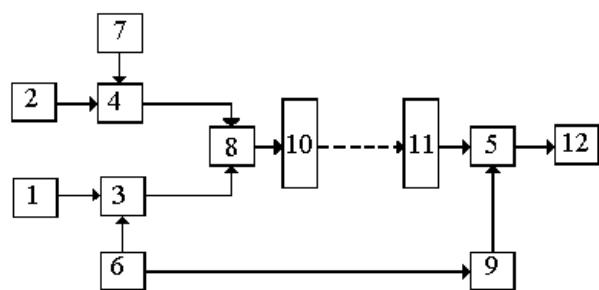


Рис. 3. Блок-схема стенда для исследования помехоустойчивости модели радиотерминала на основе шумоподобной несущей

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

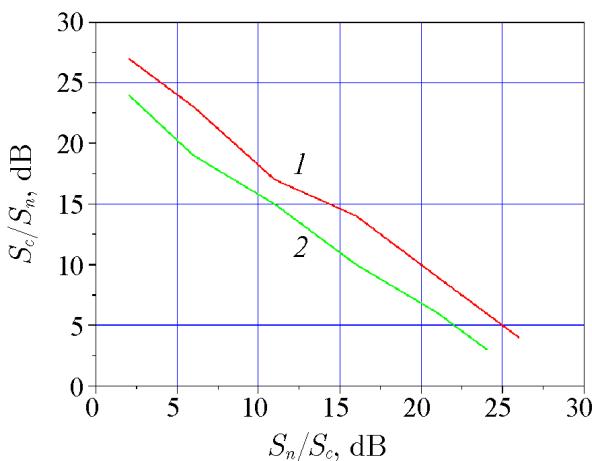


Рис. 4. Отношение сигнал/помеха (S_c/S_n) на выходе приемного устройства в зависимости от соотношения уровней помехи и информационного сигнала на входе приемника (S_n/S_c) для двух видов помехи: узкополосной 1 и широкополосной 2

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

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.

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 конечномерных 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

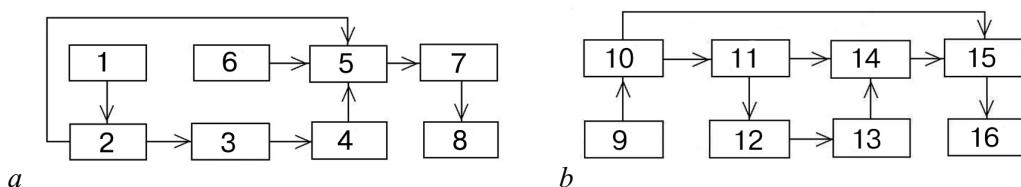


Рис. 5. Блок-схемы передатчика из элементов 1–8 (a) и приемного устройства из элементов 9–16 (b)

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 антенны 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 $z_2(t) = x_2(\tau) + (1 - \gamma_1) \gamma_2 G f(t)$, попадает на один из входов (на первый) вычитающего устройства 15. На второй его вход поступают 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*).

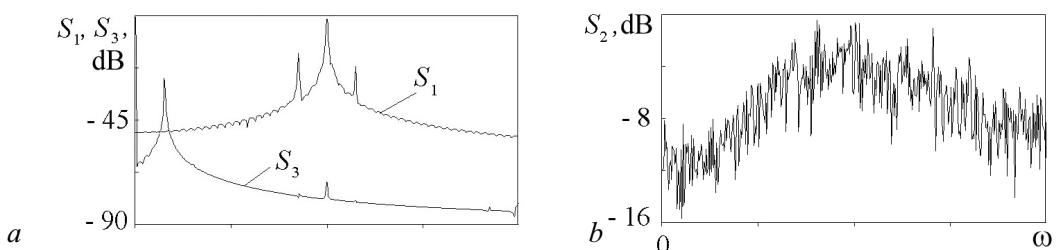


Рис. 6. Спектры мощности сигнала при передаче информации по блок-схемам рис. 5: спектр мощности S_1 на выходе устройства 6 передатчика и спектр мощности S_3 на выходе приемного устройства 16 (*a*); спектр мощности S_2 на выходе усилителя 7 передатчика (*b*)

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 свыше 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 состояния генерации стохастических (шумовых) колебаний таким же естественным, как и генерация регулярных колебаний. Колебательная система ГШЛПД не имеет линии внешней обратной связи, изменением коэффициента передачи которой можно изменять степень нелинейности в системе. Она представляет собой сложный многомодовый резонатор, и поэтому невозможно выделить один

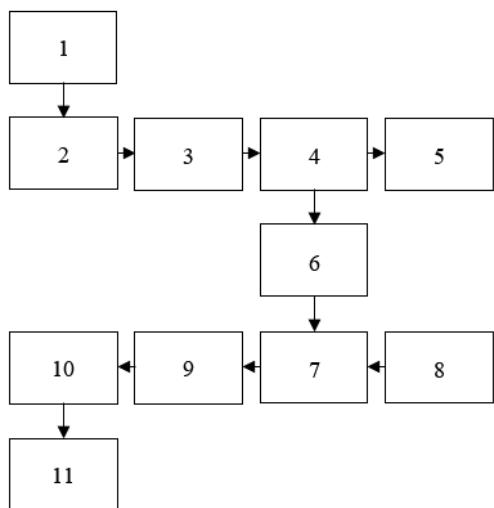


Рис. 7. Блок-схема приёмо-передающего блока ШРЛ. 1 — источник питания, 2 — генератор шума 8 мм диапазона волн, 3 — вентиль-развязка, 4 — направленный ответвитель опорного сигнала, 5 — излучающая антенна, 6 — аттенюатор, 7 — сумматор принятого и опорного сигналов, 8 — приемная антенна, 9 — анализатор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

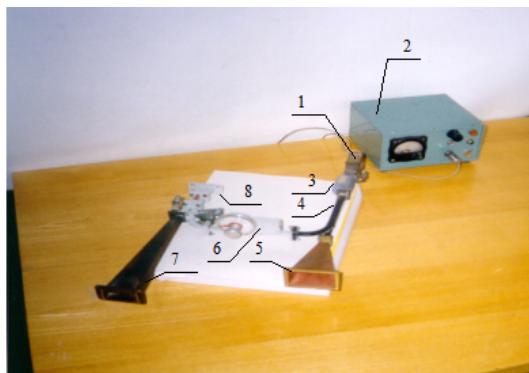


Рис. 8. Макет приёмо-передающего блока ШРЛ. 1 — ЛПД-генератор шума (ГШ) 8 мм диапазона волн, 2 — источник питания, 3 — ферритовый вентиль-развязка, 4 — направленный ответвитель опорного сигнала, 5 — излучающий рупор, 6 — аттенюатор, 7 — приемный рупор, 8 — сумматор принятого и опорного сигналов

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

управляющий параметр, 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 настроек 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].

Сверхширокополосные зондирующие сигналы способны проникать сквозь растительные и земные покровы, а также искусственные препятствия в виде стен зданий, бетонных и иных сооружений. Сверхширокополосные 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 сверхширокополосных шумовых сигналов с достаточной мощностью излучения и развитие методов оптимальной обработки таких сигналов. Создание твердотельных и электронно-волновых автогенераторов для формирования сверхширокополосных 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, трансформирующее 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 электронника. 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. Р. 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 электронника. 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 электронника. 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 электронника. 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. Р. 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. Р. 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.

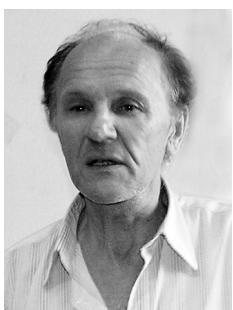
Россия, 125009 Москва, ул. Моховая, 11/7

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