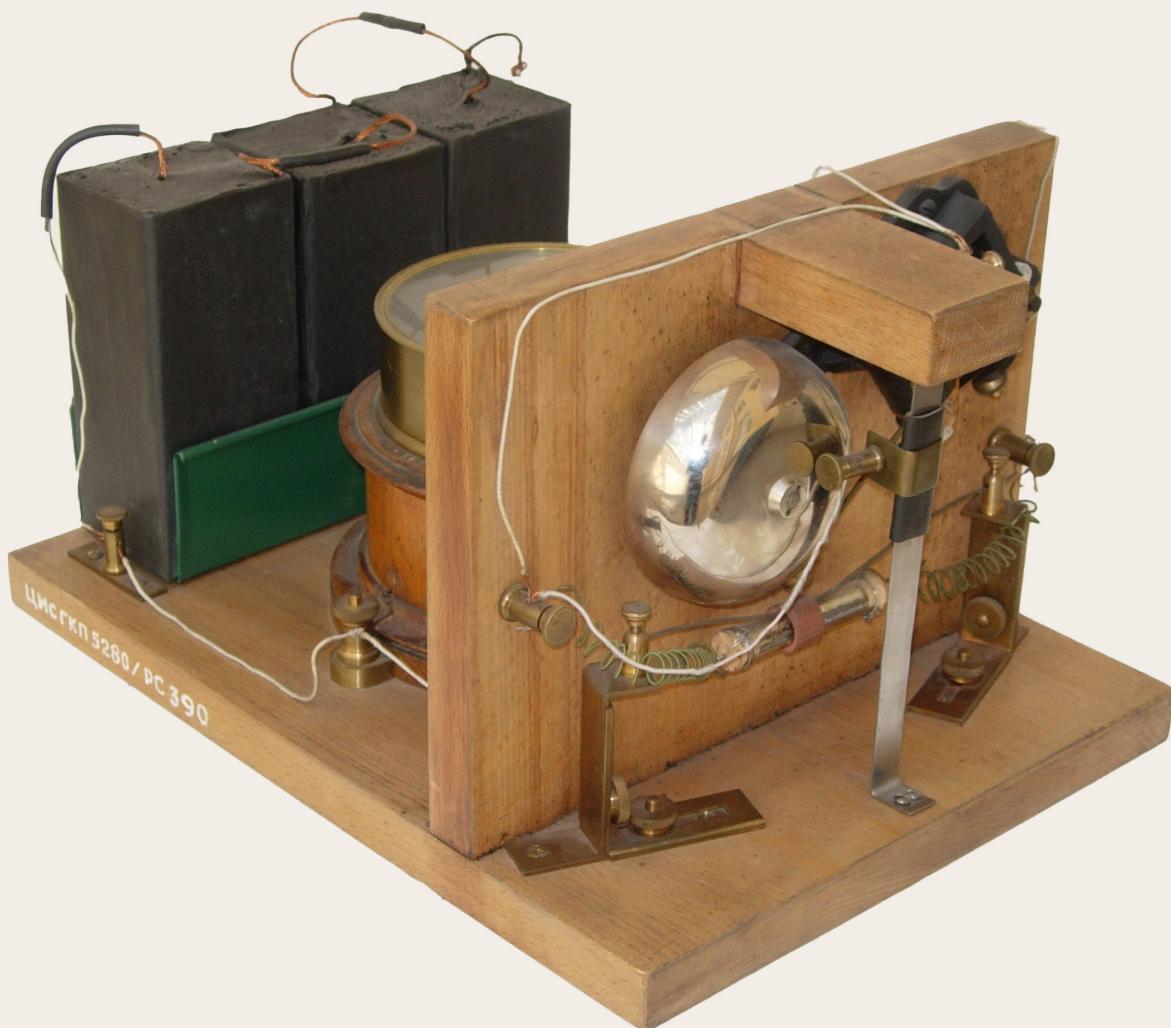


РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ



МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РФ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»
Физический факультет

АО «КОНЦЕРН “СОЗВЕЗДИЕ”»

РАДИОЛОКАЦИЯ, НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ

*Сборник трудов
XXXI Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г.)*

Т о м 2

Воронеж
Издательский дом ВГУ
2025

УДК 621.37

ББК 32

P15

Радиолокация, навигация, связь : сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г.) : в 6 т. / Воронежский государственный университет ; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж : Издательский дом ВГУ, 2025.

ISBN 978-5-9273-4269-3

Т. 2. – 2025. – 415 с.

ISBN 978-5-9273-4271-6

В сборник вошли материалы XXXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2025), прошедшие рецензирование членами программного комитета конференции. Основной целью конференции является организация взаимодействия научных и научно-технических коллективов для обмена опытом и новыми творческими успехами. Достижение этой цели также способствует внедрению перспективных разработок, имеющих практическое значение для дальнейшего развития промышленности, экономики и научно-технического потенциала России, а также развитию творческого потенциала талантливой молодежи, привлечению ее к решению наиболее актуальных производственных, технических и научных задач.

Ответственность за подбор, достоверность и оригинальность приведенных фактов, статистических данных, имен собственных, географических названий и прочих включенных в доклады материалов несут авторы.

УДК 621.37
ББК 32

ISBN 978-5-9273-4271-6 (т. 2)
ISBN 978-5-9273-4269-3

© Воронежский государственный университет, 2025
© АО «Концерн “Созвездие”», 2025
© Оформление. Издательский дом ВГУ, 2025

Материалы конференции

Том 1

Пленарные доклады

Секция 1. Общие проблемы передачи и обработки информации. Цифровая обработка сигналов.

Том 2

Секция 1. Общие проблемы передачи и обработки информации. Цифровая обработка сигналов.

Секция 2. Распознавание и обработка изображений.

Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.

Том 3

Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации.

Секция 4. Тепловые, лазерно-оптические системы наблюдения и связи.

Секция 5. Радиолокация. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой. Авиационно-космические радиоэлектронные системы.

Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация.

Гидроакустика. Системы наведения.

Том 4

Секция 6. Навигация. Позиционирование. Морская локация и навигация.

Гидроакустика. Системы наведения.

Секция 7. Сверхширокополосные радиоэлектронные системы. Теория фракталов.

Секция 8. Электродинамика, распространение радиоволн, антенны. Цифровые антенные решетки и технология MIMO.

Том 5

Секция 8. Электродинамика, распространение радиоволн, антенны. Цифровые антенные решетки и технология MIMO.

Секция 9. Помехи. Электромагнитная совместимость. Радио- и оптоэлектронная разведка и подавление.

Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.

Том 6

Секция 10. Радиотехнические устройства. Автоматизированные измерительные комплексы. Электроника. Техника СВЧ.

Секция 11. Радиотехнический мониторинг Земли.

Секция 12. Интеллектуальные системы управления и связи. Когнитивное радио.

Содержание

Секция 1. Общие проблемы передачи и обработки информации. Цифровая обработка сигналов

НЕЧЕТКИЙ АЛГОРИТМ РАЗДЕЛЕНИЯ ПЕРЕСЕКАЮЩИХСЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ОБРАЗОВ ДЛЯ НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ Ю. А. Губсков, С. М. Каданцев	1
ОЦЕНКА МОМЕНТА РАЗЛАДКИ ВИДА ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ ПРИ ПРИЕМЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов, О. Н. Титова	6

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНЫМИ АМПЛИТУДОЙ, НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ, ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ И ЧАСТОТОЙ Ю. Э. Корчагин, Нгуен Ван Тхю, Е. В. Литвинов	14
---	----

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОРНОГО ВЫЧИСЛЕНИЯ БОЛЬШИХ ЯЗЫКОВЫХ МОДЕЛЕЙ ВНУТРИ МУЛЬТИПРОЦЕССОРНОЙ СЕРВЕРНОЙ ПЛАТФОРМЫ Я. В. Любченко, Р. А. Панков, Д. К. Прокурин	24
---	----

Секция 2. Распознавание и обработка изображений

РАЗРАБОТКА МЕТОДА КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ОПТИЧЕСКОМ И ИНФРАКРАСНОМ СПЕКТРАХ ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТАХ А. С. Мартынов, А. С. Шабардин	28
---	----

АЛГОРИТМЫ ВЕРИФИКАЦИИ МОДЕЛИ АДДИТИВНОГО ГАУССОВСКОГО ШУМА НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ РЕАЛЬНЫХ СЦЕН Д. Е. Самойлин, Е. А. Самойлин, Е. А. Семенов	33
---	----

К ВОПРОСУ ОБ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИЧНОСТИ ПО КИНЕМАТИКЕ ХОДЬБЫ В ТРЁХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ НА ОСНОВЕ ИНВАРИАНТНЫХ ПРИЗНАКОВ И. В. Нетай, Е. П. Панкратов, К. И. Корнилов, М. Р. Хакимова, А. Н. Голубинский	41
--	----

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ПРИ РАЗМЕЩЕНИИ СТАЦИОНАРНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ СПУТНИКОВЫХ ДАННЫХ К. А. Слезин, Н. В. Гомзов	48
--	----

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ – ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МОДЕЛЕЙ СЛУЧАЙНЫХ ПОЛЕЙ Н. В. Верденская, И. А. Иванова	55
--	----

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ КЛАСТЕРИЗАЦИИ ПРИ ОБРАБОТКЕ СПУТНИКОВЫХ СНИМКОВ Н. В. Гомзов, К. А. Слезин.....	65
МЕТОДЫ ПОСТОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В СУБПИКСЕЛЬНЫХ АЛГОРИТМАХ СОВМЕЩЕНИЯ КАДРОВ Ю. С. Радченко, О. А. Серебрянникова.....	72
Секция 3. Системы связи и передачи данных. Мобильная связь. Спутниковые системы связи и передачи информации	
СОВМЕСТНЫЙ АНАЛИЗ КАЧЕСТВА И НАДЁЖНОСТИ МНОГОСКАЧКОВОЙ RF-FSO-RF СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ ГИПЕРРЭЛЕЕВОСТИ РАДИОЧАСТОТНЫХ СЕГМЕНТОВ А. А. Афонин, А. С. Гвоздарев, Т. К. Артёмова, К. С. Артемов.....	81
МЕТОД СИТУАЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ РЕЖИМАМИ И МАРШ-РУТИЗАЦИЕЙ В ВОЗДУШНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ТЕО-РИИ РИСКОВ А. В. Ананьев, С. И. Моисеев, В. А. Печкарев	89
РАЗРАБОТКА АРХИТЕКТУРЫ РЕКОНФИГУРИУЕМОГО НИЗКОПЛОТНОСТНОГО ДЕКОДЕРА ДЛЯ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С БПЛА А. В. Башкиров, М. В. Хорошайлова, А. С. Демихова.....	99
О МОДЕЛЯХ КВ РАДИОКАНАЛОВ А. В. Зюльков, Ю. Э. Корчагин, А. С. Ушков	105
МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К АНАЛИЗУ ПОМЕХ ДРОБНОСТИ В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ С ДРОБНЫМИ ДЕЛИТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ А. В. Леньшин, Н. М. Тихомиров, В. Н. Тихомиров, Е. В. Шаталов.....	112
АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ С ДРОБНЫМИ ДЕЛИТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ С ЭЛЕМЕНТАМИ КОММУТАЦИИ А. В. Леньшин, Н. М. Тихомиров, Е. В. Шаталов	123
СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ ПРИМЕНЕНИЯ SDR-ПРИЕМНИКОВ В СЛОЖНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ А. В. Лубенцов	136
АЛГОРИТМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ЧАСТОТ МЕЖДУ БАЗОВЫМИ СТАНЦИЯМИ В СИСТЕМЕ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ НЕПРЕРЫВНОСТИ СВЯЗИ А. Е. Пьянков, В. А. Терехин, Д. С. Никитенко.....	143
АЛГОРИТМ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ О НАЛИЧИИ АБОНЕНТА В ЗОНЕ ОБСЛУЖИВАНИЯ БАЗОВОЙ СТАНЦИИ В СИСТЕМЕ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ. А. Е. Пьянков, В. А. Терехин, Д. С. Никитенко.....	149

ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К КАНАЛАМ УПРАВЛЕНИЯ И ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ МАЛЫМИ БЛА И ВАРИАНТЫ РЕАЛИЗАЦИИ А. И. Лубенский, А. О. Липатов.....	153
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ СЕТИ СОТОВОЙ СВЯЗИ ДЛЯ НАВИГАЦИИ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ ПРИ МАРШРУТНЫХ ПОЛЁТАХ А. И. Матвеев, А. П. Чернышов, Д. С. Юдаков	160
ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ НА ЗЕМНЫХ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ А. М. Сепкин, С. А. Житенёв, Ф. П. Астапенко, А. А. Ерыгин, А. В. Кононович.....	164
СТРУКТУРА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ПЕРСПЕКТИВНОЙ СЕТИ СВЯЗИ НА ЗЕМНЫХ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ А. М. Сепкин, С. А. Житенёв, Ф. П. Астапенко, А. А. Ерыгин, О. Н. Старцев	168
ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА АНАЛИЗА ИЕРАРХИЙ ДЛЯ ВЫБОРА АЛГОРИТМА САМООРГАНИЗАЦИИ БЕСПРОВОДНОЙ СЕНСОРНОЙ СЕТИ А. О. Пустовитов, О. И. Пугачев, В. О. Осипова	172
СИНХРОНИЗАЦИЯ М-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ В УСЛОВИЯХ СЛАБЫХ ПОМЕХ А. С. Силин, А. В. Бобровников, С. А. Слинчук	178
ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ЛОЖНЫХ БИТОВ СИСТЕМ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦАП Березина Д. М., Якименко К. А., Беркут И. А.	182
ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛИ ЦЕННОСТИ ИНФОРМАЦИИ В РАДИОКАНАЛАХ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ В. А. Головской, А. С. Милевский, Е. А. Смирнов, А. Н. Поташев	189
СНИЖЕНИЕ УРОВНЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В РАДИОПЕРЕДАТЧИКАХ АНАЛОГОВЫХ РЕЧЕВЫХ СООБЩЕНИЙ В. В. Филененко, М. Е. Щербаков	195
МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ БЛОЧНОГО ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ В ДЕКАМЕТРОВЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ В. Е. Дирих, М. А. Шелковников, С. В. Овсянников	200
ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В ДЕКАМЕТРОВЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ В. Е. Дирих, М. А. Шелковников, С. В. Овсянников	209

НАКАПЛИВАЮЩИЙ СУММАТОР В СИНТЕЗАТОРАХ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗА ДЛЯ ЗАЩИЩЕННЫХ ИОТ-КАНАЛОВ В. И. Петренко, М. П. Сутормин.....	219
ВЛИЯНИЕ МЕЛКОМАСШТАБНЫХ ВОЗМУЩЕНИЙ ИОНОСФЕРЫ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ Р-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ В. П. Пашинцев, П. А. Дильтан, Д. А. Белоконь, Е. М. Назаренко	229
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В КАЧЕСТВЕ РЕТРАНСЛЯТОРОВ, А ТАКЖЕ СПОСОБ РАСЧЕТА ВОЗМОЖНОСТИ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ НА МЕСТНОСТИ С РАДИОЭЛЕКТРОННЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ В. Р. Попенко, Д. М. Овчинников, Н. И. Залетов, В. В. Гусев	238
ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОГО КАНАЛА СВЯЗИ С МОБИЛЬНЫМИ ВЫСОКОСКОРОСТНЫМИ ОБЪЕКТАМИ В. С. Васильев, Д. Н. Ивлев, И. Я. Орлов, В. Ю. Семенов	243
МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ЗАЩИТЫ ОТ ПОДМЕНЫ КОМАНД УПРАВЛЕНИЯ БПЛА Д. А. Ваняев	252
ОПЫТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИИ RPA ДЛЯ СИТУАЦИОННОГО МОНИТОРИНГА ПУЛА ОДНОРОДНЫХ ОБЪЕКТОВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ Д. Б. Рябов	256
ПОСТРОЕНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ИЗЛУЧАЮЩИХ СИСТЕМ Д. В. Пушкин, А. С. Щеголеватых	260
ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ LORA СИГНАЛОВ Д. В. Шатилов, В. Б. Манелис, А. Б. Токарев	267
АНАЛИЗ СИГНАЛОВ LORAWAN Д. В. Шатилов, В. Б. Манелис, В. А. Сладких	276
ПРИМЕР МОДЕЛИ ПЛАНИРОВАНИЯ ЦИФРОВОЙ СЕТИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ РАДИОСВЯЗИ СТАНДАРТА LTE-1800 TDD Д. П. Лобеев	285
РЕАЛИЗАЦИЯ ОДНОСКАЧКОВЫХ ТРАСС ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ НА ВОЗДУШНЫХ ТРАССАХ В ОКЕАНИЧЕСКОМ СЕКТОРЕ МУРМАНСКОГО ЦЕНТРА ОВД Е. А. Рубцов, П. В. Колесник, А. А. Катричева	290
ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ АНТЕНН СВЯЗИ ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ Е. С. Максимович, Лин И Чжэн, Цзы Чжан Мен, Ю. И. Семак	298

ВЛИЯНИЕ СПЕКТРАЛЬНЫХ КОМПОНЕНТОВ В СОСЕДНИХ ЗОНАХ НАЙКВИСТА НА ПАРАМЕТРЫ СИСТЕМ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦАП И. А. Беркут, К. А. Якименко, Д. М. Березина	307
 ИТЕРАТИВНАЯ ОБРАБОТКА КАДРОВОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ, ПЕРЕДАННОЙ OFDM-СИМВОЛАМИ С КАНАЛЬНЫМ СВЁРТОЧНЫМ КОДИРОВАНИЕМ И ПЕРЕМЕЖЕНИЕ ПО СПЕКТРУ И ВРЕМЕНИ И. Б.Мещеряков, И. В Сухов, М. Н.Рогулин, А. С.Козин, А. А. Фролов, В. Д.Гапоненко ..	
315	
 АНАЛИЗ ВРЕМЕНИ ПЕРЕНОСА КАДРА И ВАРИАЦИИ ЗАДЕРЖЕК СЕТЕЙ FRAME RELAY К. А. Батенков	323
 ПОДХОД К МОДЕЛИРОВАНИЮ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ С РАЗЛИЧНЫМИ АЛГОРИТМАМИ МАРШРУТИЗАЦИИ К. А. Кобелев	326
 АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СПОСОБА ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ С ДВОИЧНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ НА БАЗЕ ПЛИС ARDUINO UNO R К. Р. Частухин, А. Н. Глушков	335
 ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СИСТЕМЕ LTE М. А. Калюкин, И. В. Пешков	340
 ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ БПЛА М. А. Ромашенко, Д. В. Васильченко, Д. А Пухов, Г. П. Золкин, Е. И. Лебедев	347
 МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КАНАЛА СВЯЗИ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ М. А. Ромашенко, Д. В. Васильченко, Д. А. Пухов, С. Н. Паршин, Д. А. Чученков	351
 ИССЛЕДОВАНИЕ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ LORA В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ GNU-RADIO М. А. Ромашенко, Д. В. Васильченко, Р. С. Сухомлинов	357
 МОДЕЛИРОВАНИЕ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С ДРОБНО-ПЕРЕМЕННЫМИ ДЕЛИТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ Н. М. Тихомиров, В. В. Лебедев, А. Д. Толмачев, М. А. Сухомлинов	362
 АНАЛИЗ ОСНОВНЫХ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ РАСТЕКАНИЮ ТОКА ЗАЗЕМЛИТЕЛЯ НА ОБЪЕКТАХ ИНФОРМАТИЗАЦИИ Н. Н. Енин, А. В. Акишин, Р. К. Шостак, А. Д. Подсвиротов, Р. А. Сагалаев.....	370
 ГЕТЕРОГЕННЫЕ СЕТИ 5G NEW RADIO: АРХИТЕКТУРА И КЛЮЧЕВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ О. И. Пугачев, В. О. Осипова	379

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ MLS-MIMO-OFDM В АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В СТАЦИОНАРНОЙ СРЕДЕ С. Д. Комов, А. А. Писанко	384
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ НА СИГНАЛ С ПРЯМЫМ РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА Ю. М. Мелёшин, Д. Ю. Шарабанов	394
ВЛИЯНИЕ КОРРЕЛЯЦИИ КАНАЛЬНЫХ МАТРИЦ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ МИМО СИСТЕМЫ ПРИ ДЕЙСТВИИ МНОГОЛУЧЕВЫХ ПОМЕХ Ю. Н. Паршин, В. Д. Фам	399

НЕЧЕТКИЙ АЛГОРИТМ РАЗДЕЛЕНИЯ ПЕРЕСЕКАЮЩИХСЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ОБРАЗОВ ДЛЯ НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ ТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ

Ю. А. Губсков, С. М. Каданцев

Межвидовой центр подготовки и боевого применения войск радиоэлектронной борьбы (учебный и испытательный) (МЦП), г. Тамбов, Российская Федерация

Аннотация. Рассмотрены особенности применения алгоритма нечёткой кластеризации методом c -средних при обработке больших потоков данных, содержащих информационные образы, в ходе ведения непосредственной технической разведки. Предложена модификация алгоритма кластеризации методом c -средних, когда в качестве метрики пространства информационных образов вместо стандартной евклидовой нормы используется норма Махalanобиса. Проведены практические испытания для верификации предложенных алгоритмов, согласно которым эффективность кластеризации модифицированным методом на 30% превысила результаты работы стандартного метода.

Ключевые слова: меры сходства; меры различия; норма Махalanобиса; непосредственная техническая разведка; информационный образ.

FUZZY ALGORITHM FOR SEPARATING INTERSECTING INFORMATION IMAGES FOR DIRECT TECHNICAL INTELLIGENCE

Yu. A. Gubskov, S. M. Kadantsev

Interspecific Center for Training and Combat Use of Electronic Warfare Troops (training and testing) (MCP), Tambov, Russian Federation

Abstract. The features of using the fuzzy clustering algorithm by the c -means method in processing large data streams containing information images during direct technical intelligence are considered. A modification of the clustering algorithm by the c -means method is proposed, when the Mahalanobis norm is used as the metric of the information image space instead of the standard Euclidean norm. Practical tests were conducted to verify the proposed algorithms, according to which the clustering efficiency of the modified method exceeded the results of the standard method by 30%.

Keywords: measures of similarity; measures of difference; Mahalanobis norm; direct technical intelligence; information image.

1. ВВЕДЕНИЕ

Роль непосредственной технической разведки в условиях современных вооружённых конфликтов неуклонно возрастает. Это связано с возрастающей сложностью управления и широким применением для этих целей различных средств связи.

Ведение эффективной непосредственной технической разведки в настоящее время немыслимо без её автоматизации с использованием современных цифровых технологий, что влечёт за собой необходимость скоростной и эффективной обработки больших массивов многомерных данных, содержащих информационные образы принимаемых радиосигналов. При этом особое значение имеет достоверность результатов обработки данных массивов, определяющая правильность выявления целевых радиосигналов и определяемая, в свою очередь, применяемыми алгоритмами обработки. Наиболее

сложные задачи представляет собой разделение пересекающихся информационных образов сигналов (например, при частичном перекрытии их частотных диапазонов). Особую актуальность такие задачи приобретают при ведении непосредственной технической разведки средствами, позволяющими принять большое количество целевых сигналов за счёт увеличения зоны уверенного приема. Интеллектуальному разделению многомерных информационных образов в условиях сложной информационной обстановки, когда имеет место пересечение различающихся информационных образов, посвящён ряд работ [1-5].

2. РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ АЛГОРИТМОВ АВТОМАТИЧЕСКОЙ КЛАСТЕРИЗАЦИИ

Алгоритмы, основанные на принципах автоматической кластеризации, критериями которых являются соответствующим образом выбранные меры различия (меры сходства) в пространстве возможных состояний исследуемых объектов. Измерениями служат параметры количественного описания [6, 7], не позволяющие разделять пересекающиеся информационные образы. Объекты информационных образов могут принадлежать не одному кластеру, как показано на рисунке 1.

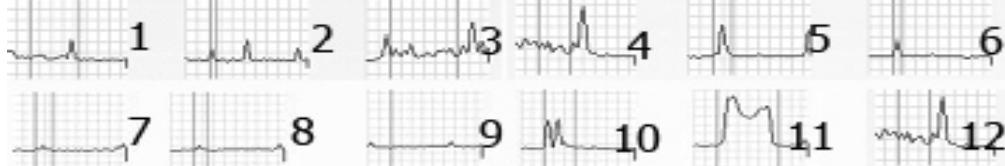


Рис. 1. Результат автоматической кластеризации (под №№ 3-4, 11-12 показано ошибочное отнесение двух информационных образов к одному кластеру)

Нечёткие алгоритмы кластеризации позволяют естественно разделять и выявлять пересечения в многомерных информационных образах, поскольку предполагают их неоднозначность[6].

3. МОДИФИЦИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ НЕЧЕТКОЙ КЛАСТЕРИЗАЦИИ С-СРЕДНИХ

Рассмотрим реализацию алгоритма нечеткой кластеризации с-средних.

Исходной информацией для кластеризации является матрица объектов кластеризации $l \times n$, где l — число объектов, n — число параметров для каждого объекта [8].

Кластерная структура задаётся матрицей принадлежности ($c \times l$ матрица):

$$M = \begin{bmatrix} \mu_{11} & \mu_{12} & \dots & \mu_{1l} \\ \mu_{21} & \mu_{22} & \dots & \mu_{2l} \\ \dots \\ \mu_{c1} & \mu_{c2} & \dots & \mu_{cl} \end{bmatrix},$$

где μ_{ij} — степень принадлежности j -го элемента i -му кластеру.

Отметим, что элементы матриц принадлежности должны удовлетворять следующим условиям:

$$\mu_{ij} \in [0,1], i = \overline{1, c}, j = \overline{1, l}, \quad (1)$$

$$\sum_{i=1}^c \mu_{ij} = 1, \quad j = \overline{1, l}, \quad (2)$$

т.е. каждый объект должен быть распределён между всеми кластерами, т.е.

$$0 < \sum_{j=1}^l \mu_{ij} < 1, \quad i = \overline{1, c}, \quad (3)$$

т.е. ни один кластер не должен быть пустым или содержать все элементы.

Для оценки качества разбиения используется критерий разброса, показывающий сумму расстояний от объектов до центров кластеров с соответствующими степенями принадлежности:

$$J = \sum_{i=1}^c \sum_{j=1}^l \mu_{ij}^w d(v_i, x_j), \quad (4)$$

где $d(v_i, x_j)$ - расстояние между j -м объектом $x_j = (x_{j1}, x_{j2}, \dots, x_{jn})$ и i -м центром кластера.

$v_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{in}), w \in (1, \infty)$ — экспоненциальный вес, определяющий нечеткость, размытость кластеров.

$$V = \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} & \dots & v_{1n} \\ v_{21} & v_{22} & \dots & v_{2n} \\ \dots & & & \\ v_{c1} & v_{c2} & \dots & v_{cn} \end{bmatrix} -$$

с $n \times n$ матрица координат центров кластеров, элементы которой, вычисляются по формуле:

$$v_{ik} = \frac{\sum_{j=1}^n \mu_{ij}^w x_{jk}}{\sum_{j=1}^n \mu_{ij}^w}, k = \overline{1, n}(v). \quad (5)$$

Задача заключается в нахождении матрицы M , минимизирующей критерий J .

В базовом алгоритме нечетких c -средних расстояние между объектом x_j и центром кластера v_i рассчитывается через стандартную евклидову норму: $D^2 = \|X-V\|^2$. Однако имеются и другие нормы, среди которых часто используется диагональная норма и норма Махalanобиса. В общем виде норма задается через симметричную положительно определенную матрицу B размером $n \times n$:

$$\|X-V\|^2 B = (X-V)^T B (X-V), \quad (6)$$

где T - операция транспонирования.

Для нормы Махalanобиса матрица B рассчитывается через ковариационную матрицу от X :

$$B = R^{-1}, \quad (7)$$

$R = \frac{1}{M} \sum_{k=1, M} (X_k - \bar{X})(X_k - \bar{X})^T$ - ковариационная матрица;

$\bar{X} = \frac{1}{M} \sum_{k=1, M} X_k$ - вектор средних значений данных.

При норме Махalanобиса кластеры образуются в виде гиперэллипсоидов, оси которых могут быть ориентированы в произвольных направлениях.

Блок-схема алгоритма нечеткой кластеризации представлена на рисунке 2.

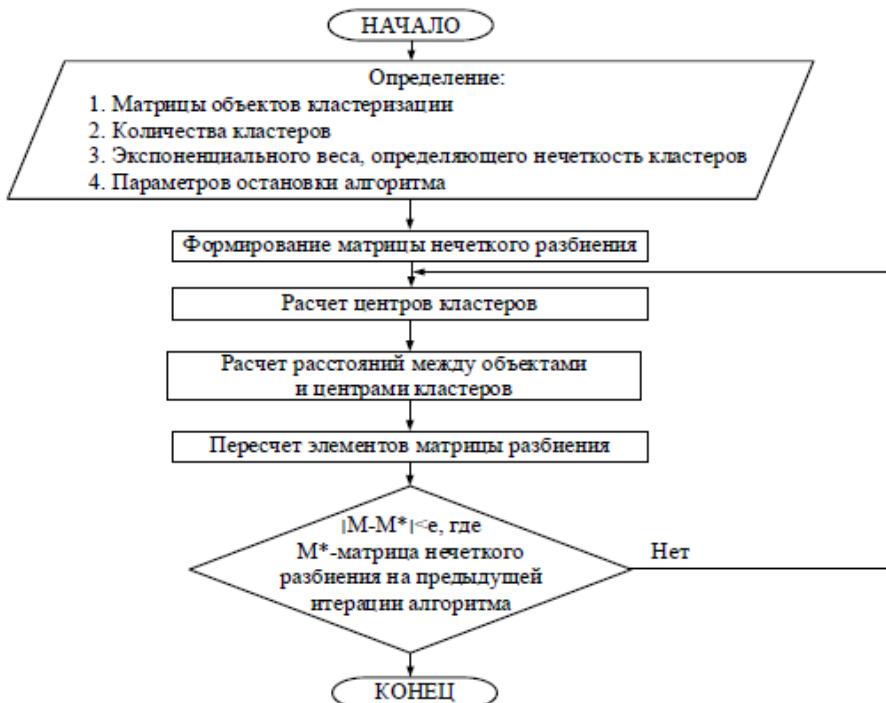


Рис. 2. Блок-схема алгоритма нечеткой кластеризации

4. РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ АЛГОРИТМА

В целях экспериментальной верификации предложенного алгоритма был проведён ряд испытаний с использованием перекрывающихся сигналов различного типа. Результаты одного из испытаний представлены на рисунке 3. Как видно из рисунка, только под № 3 показано неправильное разделение информационных образов. Учитывая, что в обоих случаях данные для обработки не изменялись, эффективность кластеризации увеличилась. Под эффективностью кластеризации понимается отношение правильно кластеризованных информационных образов к их общему количеству. При выборке из 12 информационных образов в первом случае неправильно разделено 4 (правильно обработано 60%), а с применением модифицированного алгоритма – только один (правильно обработано 90%).

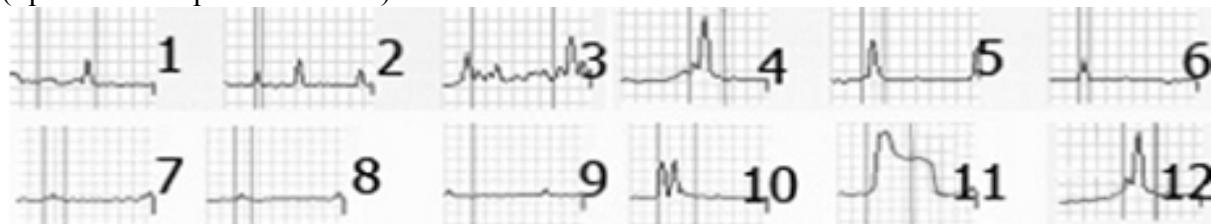


Рис. 3. Результат автоматической кластеризации с применением модифицированного алгоритма (под № 3 показано ошибочное отнесение двух информационных образов к одному кластеру).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Согласно усреднённым результатам испытаний применения модифицированного алгоритма, эффективность кластеризации повысилась на 30%. Таким образом, применение модификации алгоритма нечеткой кластеризации устраняет недостатки базового алгоритма *c*-средних и вместе с тем позволяет более эффективно разделять пересекающиеся информационные образы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кластеризация текстовых коллекций на основе нечеткого описания коллокаций. Иванова О.Г., Поляков Д.В., Громов Ю.Ю., Дирих В.Е. Информация и безопасность. 2011. Т. 14. № 3. С. 459-462.
2. Выбор архимедовых норм и конорм на основе использования рядов Фурье. Громов Ю.Ю., Поляков Д.В., Иванова О.Г., Минин Ю.В. Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2012. № 3. С. 3-4.
3. Рыжов, А. П. Элементы теории нечетких множеств и её приложений/ А. П. Рыжов – М. : Диалог-МГУ, 2003. – 81 с.
4. Hoppner, F., Klawonn, F., Kruse, R., Runkler, T. Fuzzy Cluster Analysis, // Wiley, 1999. – 288 р.
5. Bezdek, J. C. Pattern Recognition With Fuzzy Objective Functional Algorithms. Plenum Press, New York, 1981. – 267 р.
6. Вятченин, Д. А. Нечеткие методы автоматической классификац ии [Текст]/ Д. А. Вятченин, Мн.: УП «Технопринт», 2004- 219 с.
7. Гайдышев И. Анализ и обработка данных: специальный справочник / И. Гайдышев – СПб: Питер : 2001.-751с.
8. Григорьев, А. А. Кластерный анализ как инструмент обработки данных при анализе информационных систем. / А. А. Григорьев, Электронный научный журнал “Известия РЭУ им. Г.В. Плеханова”. Вып. 11, 2013г. – 10с.

REFERENCES

1. Clusterization of text collections based on a fuzzy description of collocations. Ivanova O.G., Polyakov D.V., Gromov Yu.Y., Diedrich V.E. Information and security. 2011. Vol. 14. No. 3. pp. 459-462.
2. The choice of Archimedean norms and conorms based on the use of Fourier series. Gromov Yu.Y., Polyakov D.V., Ivanova O.G., Minin Yu.V. Devices and systems. Management, monitoring, diagnostics. 2012. No. 3. pp. 3-4.
3. Ryzhov, A. P. Elements of the theory of fuzzy sets and its applications/ A. P. Ryzhov – M. : Dialog-MSU, 2003. – 81 p.
5. Hoppner, F., Klawonn, F., Kruse, R., Runkler, T. Fuzzy Cluster Analysis, // Wiley, 1999. – 288 p.
6. Bezdek, J. C. Pattern Recognition With Fuzzy Objective Functional Algorithms. Plenum Press, NewYork, 1981. – 267 p.
7. Vyatchenin, D. A. Fuzzy methods of automatic classification [Text]/ D. A. Vyatchenin, Mn.: UP "Technoprint", 2004- 219 p.
8. Gaidyshev I. Data analysis and processing: a special reference book / I. Gaidyshev – St. Petersburg: Peter : 2001.-751s.
9. Grigoriev, A. A. Cluster analysis as a data processing tool in the analysis of information systems. / A. A. Grigoriev, Electronic scientific journal “Izvestiya PRUE named after G.V. Plekhanov”. Issue 11, 2013 – 10 p.

ОЦЕНКА МОМЕНТА РАЗЛАДКИ ВИДА ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ ПРИ ПРИЕМЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ

Ю. Э. Корчагин, К. Д. Титов, О. Н. Титова

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе выполнен синтез алгоритма оценки момента разладки последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов с неизвестными амплитудами и начальными фазами прямоугольной формы по виду фазовой модуляции. Входными данными для алгоритма оценки момента разладки являются оценки начальных фаз сверхширокополосных квазирадиосигналов. Для подтверждения работоспособности предложенного алгоритма выполнено статистическое моделирование оценки момента разладки сверхширокополосных квазирадиосигналов. Получена зависимость среднеквадратичного отклонения оценки момента разладки от отношения сигнал/шум для нескольких видов смены фазовой модуляции. Установлено, что порядок смены вида фазовой модуляции (с более высокого уровня на более низкий или наоборот) не влияет на эффективность оценки момента разладки. Также установлено, что с ростом параметра узкополосности снижается влияние на эффективность оценки момента разладки.

Ключевые слова: сверхширокополосный квазирадиосигнал; оценка; фазовая модуляция; разладка; начальная фаза.

ESTIMATION OF THE MOMENT OF DISORDER OF THE PHASE MODULATION TYPE WHEN RECEIVING A SEQUENCE OF ULTRA-WIDEBAND RECTANGULAR SIGNALS

Yu. E. Korchagin, K. D. Titov, O. N. Titova

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia.

Abstract. In this paper, an algorithm for estimating the moment of disorder of a sequence of ultra-wideband quasi-radio signals with unknown amplitudes and initial phases of a rectangular shape by the type of phase modulation is synthesized. The input data for the algorithm for estimating the moment of disorder are the estimates of the initial phases of ultra-wideband quasi-radio signals. To confirm the operability of the proposed algorithm, statistical modeling of the estimation of moment of disorder of a sequence of ultra-wideband quasi-radio signals is performed. The dependence of the root-mean-square deviation of the estimate moment of disorder on the signal-to-noise ratio for several types of phase modulation change is obtained. It was found that the order of changing the type of phase modulation (from a higher level to a lower one or vice versa) does not affect the efficiency of the estimation of moment of disorder. It was also found that with an increase in the narrowband parameter, the effect on the efficiency of the estimation of moment of disorder decreases.

Keywords: ultra-wideband quasi-radio signal; estimation; phase modulation; disorder; initial phase.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для улучшения электромагнитной совместимости различных типов устройств при модернизации современных радиотехнических устройств могут использоваться

алгоритмы определения вида модуляции сигналов и адаптации к ним собственных приемопередающих устройств. Использование таких алгоритмов позволяет снизить объем служебной информации, поскольку в противном случае при каждой смене вида модуляции передатчик в заголовке передаваемого кадра должен сообщать приемнику новую служебную информацию о схеме модуляции и кодирования (Modulation and Coding Scheme, MCS). При динамически меняющейся помеховой обстановке, характерной для мегаполисов, объем такой избыточной служебной информации может быть весьма значительным. Поэтому актуальной задачей современной радиотехники является задача определения вида модуляции принимаемых сигналов.

В условиях сложной электромагнитной обстановки в системах связи и передачи данных смена вида модуляции происходит при скачкообразном изменении множества возможных значений одного или нескольких параметров сигнала, поэтому задача определения вида модуляции сигналов может быть сведена к задаче обнаружения разладки, то есть обнаружению факта смены вида модуляции сигнала и оценки времени разладки [1]. В работах авторов [2-4] выполнен синтез алгоритма обнаружения разладки фазовой модуляции узкополосных радиосигналов на фоне белого гауссовского шума. Однако алгоритм получен при обязательном выполнении условия относительной узкополосности и неприменим для широкополосных и сверхширокополосных (ШП) сигналов, которые широко распространены в современных беспроводных устройствах локальных и персональных сетей.

В практических приложениях активно внедряются ШП системы связи, работающие в соответствии со стандартом IEEE 802.15.4-2020 [5] и IEEE 802.15.3-2016 [6]. В стандарте IEEE 802.15.4-2020 основным видом модуляции является фазовая, в сочетании с позиционно-импульсной модуляцией (pulse-position modulation), при этом, каждый передаваемый символ представляет собой пачку импульсов (последовательность ШП сигналов). В стандарте IEEE 802.15.3-2016 в большинстве режимов используется технология OFDM (orthogonal frequency division multiplexing – мультиплексирования с ортогональным частотным разделением), в которой применяются сигналы с фазовой или амплитудно-фазовой модуляцией от BPSK (binary phase-shift keying – двоичная фазовая модуляция) до 64-QAM (64-quadrature amplitude modulation – 64-позиционная квадратурная амплитудная модуляция).

К ШП системам связи предъявляются высокие требования по синхронизации приемников и передатчиков, обусловленные сверхширокой полосой пропускания, и, как следствие, крайне маленькими длительностями сигналов, измеряемыми пико- и наносекундами. В работах [7, 8] авторами рассмотрена задача обнаружения разладки фазовой модуляции при приеме последовательности отдельного класса ШП сигналов – квазирадиосигнала (КРС), с неизвестными амплитудой и начальной фазой, наблюдаемого на фоне белого гауссовского шума. При этом, не менее важной задачей является оценка неизвестного момента смены вида модуляции ШП КРС.

В настоящей статье рассмотрена задача обнаружения разладки фазовой модуляции отдельного класса ШП сигналов – КРС, с неизвестными амплитудой и фазой, наблюдаемого на фоне белого гауссовского шума. Данная модель сигнала аналитически может описывать как классический узкополосный радиосигнал, так и широкополосный и ШП сигнал при невыполнении условия относительной узкополосности. Синтез алгоритма разладки фазовой модуляции ШП КРС позволит значительно упростить структурную схему современных и перспективных устройств передачи данных в локальных и персональных сетях, что положительно скажется на быстродействии, стоимости и компактности устройств.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим задачу оценки момента разладки вида фазовой модуляции последовательности СШП КРС прямоугольной формы на фоне белого гауссовского шума. Последовательность СШП КРС запишем в виде

$$s(t) = \sum_{k=1}^N s_k(t - kT_0, \varphi_k), \quad (1)$$

где каждый импульс последовательности определяется выражением

$$s_k(t, \varphi_k) = \begin{cases} a \cos(\omega t - \varphi_k), & 0 \leq t \leq \tau, \\ 0, & t < 0, t > \tau. \end{cases} \quad (2)$$

Здесь φ_k – начальная фаза k -го импульса последовательности ($k = \overline{1, N}$), изменяющаяся от сигнала к сигналу в зависимости от передаваемых данных; T_0 – период следования импульсов; kT_0 – задержка появления k -го сигнала в последовательности по отношению к началу интервала наблюдения; a , ω , τ – амплитуда, частота и длительность сигнала (2) соответственно. Если полоса частот $\Delta\omega$ и частота ω радиосигнала (2) удовлетворяют условию

$$\Delta\omega \ll \omega, \quad (3)$$

то сигнал (2) является узкополосным радиосигналом [9, 10]. Будем аналогично [5-8] считать, что если условие (3) не выполняется, тогда формула (2) описывает СШП КРС. Величины a , ω , τ , φ_k являются параметрами гармонического колебания, используемого для его формирования. Тем не менее, аналогично [11-13], для краткости далее будем называть a , ω , τ , φ_k соответственно амплитудой, частотой, длительностью и начальной фазой СШП КРС (2).

Наблюданную аддитивную смесь k -го импульса последовательности (2) и белого гауссовского шума запишем в виде

$$\xi_k(t) = s_k(t, \varphi_{0k}) + n_k(t), \quad (4)$$

где φ_{0k} – истинное значение начальной фазы k -го радиосигнала, принадлежащие некоторому дискретному множеству начальных фаз, которое определяется выбранным видом модуляции.

До момента разладки $\tau_{p_0} - 1 \leq N$ последовательность СШП КРС (1) передавалась с использованием одного вида фазовой модуляции с множеством начальных фаз $A_0 = \{\varphi_j^{(0)}, j = \overline{1, K_0}\}$, а после момента разладки τ_{p_0} произошла смена вида фазовой модуляции с множеством значений $A_1 = \{\varphi_j^{(1)}, j = \overline{1, K_1}\}$, где τ_{p_0} – истинное значение момента разладки, K_i ($i = \overline{0, 1}$) – число точек в сигнальном созвездии. Будем считать, что факт смены вида модуляции на интервале наблюдения либо заранее известен, либо установлен с помощью алгоритма обнаружения разладки [7, 8]. Необходимо располагая наблюдаемыми данными (4) сформировать оценку величины τ_{p_0} .

3. СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ МОМЕНТА РАЗЛАДКИ

Входными параметрами синтезируемого алгоритма оценки момента разладки вида фазовой модуляции являются оценки начальных фаз каждого прямоугольного СШП КРС последовательности, которые по методу максимального правдоподобия (МП) будут определяться выражением [12, 13]

$$\hat{\phi}_k = \begin{cases} \operatorname{arctg}\left(\frac{J_k}{I_k}\right), & I_k > 0, \\ \frac{\pi}{2} \operatorname{sgn}(J_k), & I_k = 0, \\ \operatorname{arctg}\left(\frac{J_k}{I_k}\right) + \pi \operatorname{sgn}(J_k), & I_k < 0, \end{cases} \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} J_k &= (Q + P_c)Y_k - P_s X_k, \quad I_k = (Q - P_c)X_k - P_s Y_k, \\ X_k &= \frac{2}{N_0} \int_0^\tau \xi_k(t) \cos(\omega t) dt, \quad Y_k = \frac{2}{N_0} \int_0^\tau \xi_k(t) \sin(\omega t) dt, \\ P_c &= \frac{\tau}{N_0} \frac{\sin(4\pi\kappa)}{4\pi\kappa}, \quad P_s = \frac{\tau}{N_0} \frac{1 - \cos(4\pi\kappa)}{4\pi\kappa}, \quad Q = \frac{\tau}{N_0}, \end{aligned} \quad (6)$$

$\kappa = \omega\tau/2\pi$ – параметр узкополосности, определяющий количество колебаний, укладывающихся на интервале длительности.

Условные плотности вероятностей оценок начальных фаз (4) каждого импульса последовательности, найденные в [12], можно записать следующим образом

$$W(\hat{\phi}_k | \varphi_{0k}) = \frac{C}{\gamma^2(\hat{\phi}_k)} \left(\frac{1}{2} + \frac{\delta(\hat{\phi}_k)}{\gamma(\hat{\phi}_k)} \sqrt{\pi} \Phi \left[\frac{\sqrt{2}\delta(\hat{\phi}_k)}{\gamma(\hat{\phi}_k)} \right] \exp \left[\frac{\delta^2(\hat{\phi}_k)}{\gamma^2(\hat{\phi}_k)} \right] \right),$$

где

$$\begin{aligned} \delta(\hat{\phi}_k) &= \frac{z \left[Q \cos(\hat{\phi}_k - \varphi_{0k}) + P_c \cos(\hat{\phi}_k + \varphi_{0k}) + P_s \sin(\hat{\phi}_k + \varphi_{0k}) \right]}{2Q}, \\ C &= \frac{g}{2\pi Q} \exp \left\{ -\frac{z^2 (Q + P_c \cos 2\varphi_{0k} + P_s \sin 2\varphi_{0k})}{2Q} \right\}, \\ \gamma^2(\hat{\phi}_k) &= \frac{Q + P_c \cos 2\hat{\phi}_k + P_s \sin 2\hat{\phi}_k}{2Q}, \end{aligned}$$

$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$ – интеграл вероятности; $z^2 = a^2 Q$ – отношение сигнал/шум

(ОСШ) на выходе приемника МП; $g^2 = Q^2 - P_c^2 - P_s^2$.

Представим оценку начальных фаз (5) последовательности СШП КРС в виде вектора $\hat{\Phi} = \|\hat{\phi}_k\|$ ($k = \overline{1, N}$). В силу статистической независимости оценок начальных фаз $\hat{\Phi}$ (5) совместную плотность вероятностей $W(\hat{\Phi} | \tau_p)$ можно представить как [1]

$$W(\hat{\Phi} | \tau_p) = \prod_{k=1}^{\tau_p-1} W_0(\hat{\phi}_k) \prod_{k=\tau_p}^N W_1(\hat{\phi}_k),$$

где $W_0(\hat{\phi}_k)$ и $W_1(\hat{\phi}_k)$ – безусловные плотности вероятностей оценок начальных фаз, которые определяются как

$$W_0(\hat{\phi}_k) = \sum_{j=1}^{K_0} p_j^{(0)} W(\hat{\phi}_k | \varphi_j^{(0)}), \quad W_1(\hat{\phi}_k) = \sum_{j=1}^{K_1} p_j^{(1)} W(\hat{\phi}_k | \varphi_j^{(1)}), \quad (7)$$

$p_j^{(i)}$ – априорные вероятности того, что начальная фаза канального символа приняла значение $\varphi_j^{(i)}$.

Таким образом, функцию правдоподобия (при условии выполнения гипотезы H_1) можем записать в виде

$$\begin{aligned} L(\hat{\phi}_k, \tau_p) &= \prod_{k=1}^{\tau_p-1} W_0(\hat{\phi}_k) \prod_{k=\tau_p}^N W_1(\hat{\phi}_k) = \\ &= \prod_{k=1}^{\tau_p-1} \left[\sum_{j=1}^{K_0} p_j^{(0)} W\left(\hat{\phi}_k \mid \varphi_j^{(0)}\right) \right] \prod_{k=\tau_p}^N \left[\sum_{j=1}^{K_1} p_j^{(1)} W\left(\hat{\phi}_k \mid \varphi_j^{(1)}\right) \right]. \end{aligned} \quad (8)$$

Тогда выполняя максимизацию функции (8) по параметру τ_p алгоритм оценки момента разладки будет определяться выражением:

$$\begin{aligned} \hat{\tau}_p &= \arg \max_{1 \leq \tau_p \leq N} L(\hat{\phi}_k, \tau_p) = \arg \max_{1 \leq \tau_p \leq N} \prod_{k=1}^{\tau_p-1} W_0(\hat{\phi}_k) \prod_{k=\tau_p}^N W_1(\hat{\phi}_k) = \\ &= \arg \max_{1 \leq \tau_p \leq N} \prod_{k=1}^{\tau_p-1} \left[\sum_{j=1}^{K_0} p_j^{(0)} W\left(\hat{\phi}_k \mid \varphi_j^{(0)}\right) \right] \prod_{k=\tau_p}^N \left[\sum_{j=1}^{K_1} p_j^{(1)} W\left(\hat{\phi}_k \mid \varphi_j^{(1)}\right) \right]. \end{aligned} \quad (9)$$

Полученный алгоритм оценки момента разладки (9) вида фазовой модуляции при приеме последовательности СШП КРС прямоугольной формы можно реализовать в виде блок-схемы, основанной на функциональной схеме устройства измерения начальной фазы СШП КРС [12, 13].

4. РЕЗУЛЬТАТЫ СТАТИСТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для анализа синтезированного алгоритма оценки момента разладки вида фазовой модуляции последовательности СШП КРС прямоугольной формы выполним статистическое моделирование. Для этого по гауссовскому закону сгенерируем случайные величины J_k и I_k (6), которые использовались для оценки начальной фазы $\hat{\phi}_k$ последовательности из N СШП КРС (2) по формуле (5). Далее сформируем функцию правдоподобия (8) с использованием безусловных плотностей вероятностей оценок начальных фаз $W_i(\hat{\phi}_k)$, $i = 0, 1$ (7), поиск максимума которой будем выполнять по параметру τ_p путем перебора возможных значений момента разладки от 1 до N .

На рис. 1 приведена зависимость среднеквадратического отклонения (СКО) $\sigma_{\hat{\tau}_p}$ оценки момента разладки вида фазовой модуляции последовательности СШП КРС прямоугольной формы, рассчитанного по формуле $\sigma_{\hat{\tau}_p} = \sqrt{\sum_{i=0}^{N_{\text{exp}}-1} (\hat{\tau}_p - \tau_{p0})^2 / N_{\text{exp}}}$ от ОСШ z , где N_{exp} – количество экспериментов. Зависимости были получены статистическим моделированием при количестве экспериментов $N_{\text{exp}} = 10^4$, длине последовательности $N = 50$, истинном значении момента разладки $\tau_{p0} = 25$ и параметре узкополосности $\kappa = 3$ [14].

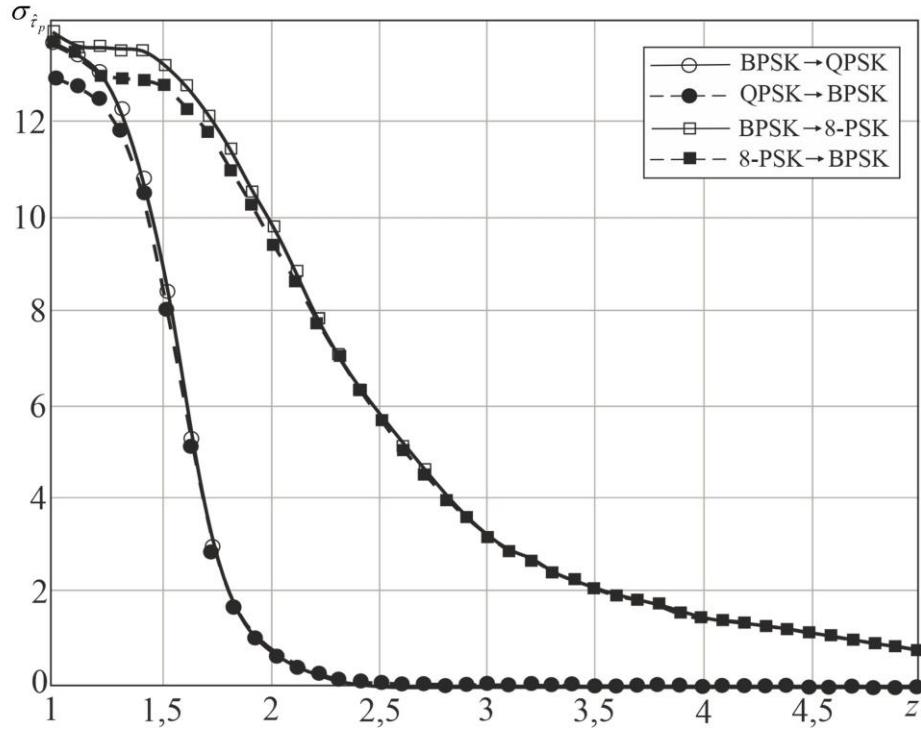


Рис. 1. Зависимость СКО оценки момента разладки от ОСШ.

Из рис. 1 видно, что при смене модуляции с BPSK на QPSK (и наоборот) при ОСШ $z \geq 1,8$ СКО оценки момента разладки вида модуляции достигает значений $\sigma_{\hat{\tau}_p} \leq 2$, а при смене модуляции с BPSK на 8-PSK (и наоборот) требуются более высокие значения ОСШ для достижения малых значений СКО оценки (при ОСШ $z \geq 4$ СКО оценки $\sigma_{\hat{\tau}_p} \leq 2$), что обусловлено большим набором значений начальных фаз. При этом видно, что порядок смены вида модуляции (с более высокого уровня модуляции на более низкий и наоборот) практически не влияет на эффективность оценки момента разладки. Также установлено, что при значении параметра узкополосности $\kappa \leq 2$ оценка момента разладки будет неточной ввиду существенных ошибок при оценке начальной фазы СШП КРС [13].

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе выполнен синтез алгоритма оценки момента разладки вида фазовой модуляции последовательности СШП КРС прямоугольной формы на фоне белого гауссовского шума. Для анализа синтезированного алгоритма было выполнено статистическое моделирование алгоритма оценки момента разладки нескольких видов фазовой модуляции, результаты которого подтвердили работоспособность полученного алгоритма. Установлено, что порядок смены вида модуляции (с более высокого уровня модуляции на более низкий и наоборот) не влияет на эффективность оценки момента разладки. Значение параметра узкополосности не оказывает значительного влияния на эффективность оценки момента разладки при $\kappa > 2$.

Синтезированный алгоритм может быть адаптирован для оценки момента разладки более сложных видов амплитудно-фазовой модуляции. Внедрение алгоритма в радиотехнических приложениях позволит оптимизировать алгоритмы синхронизации и снизить объем передаваемой служебной информации в телекоммуникационных системах.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-19-00891, <https://rscf.ru/project/24-19-00891/>.

ЛИТЕРАТУРА

1. Жиглявский А. А., Красовский А. Е. Обнаружение разладки случайных процессов в задачах радиотехники. Л.: Издательство Ленинградского университета, 1988. – 224 с.
2. Korchagin Y. E., Titov K. D., Zavalishina O. N. Detection of Phase Modulation Disorder of Narrowband Radio Signals Against a Back-ground of White Gaussian Noise // 2024 6th International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), Moscow, Russian Federation, 2024. – Pp. 1-5.
3. Корчагин Ю. Э., Титов К. Д., Завалишина О. Н. Обнаружение разладки вида фазовой модуляции узкополосных радиосигналов произвольной формы // Сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», 2024, Т. 1. – С. 261-268.
4. Корчагин Ю. Э., Титов К. Д., Завалишина О. Н. Программа расчета характеристик обнаружения разладки фазовой модуляции узкополосных радиосигналов. Номер регистрации (свидетельства): 2024663888. Дата регистрации: 13.06.2024. Номер и дата поступления заявки: 2024662828 05.06.2024. Дата публикации и номер бюллетеня: 13.06.2024. Бюл. № 6.
5. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks (Revision of IEEE Std 802.15.4-2015). 2020. – 510 p.
6. IEEE Standard for High Data Rate Wireless Multi-Media Networks. 2016. – 510 p.
7. Корчагин Ю. Э., Титов К. Д., Завалишина О. Н., Виноградов А. Д. Обнаружение разладки фазовой модуляции при обработке последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов на фоне белого гауссовского шума // Радиотехника. 2024. Т. 88. № 6. С. 78-88.
8. Корчагин Ю. Э., Титов К. Д., Титова О. Н. Программа расчета вероятностных характеристик обнаружения смены вида фазовой модуляции при приеме последовательности сверхширокополосных квазирадиосигналов. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2024688986, опубл. 03.12.2024, бюл. № 12.
9. Хелстром К. Статистическая теория обнаружения сигналов. М.: Издательство иностранной литературы, 1963. – 432 с.
10. Филькенштейн М.И. Основы радиолокации: учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.
11. Трифонов А.П., Руднев П.Е. Обнаружение сверхширокополосного квазирадиосигнала на фоне белого шума // Известия вузов. Радиофизика, 2009, Т.52. №9. – С. 749-760.
12. Трифонов А. П., Руднев П. Е. Характеристики оценки фазы сверхширокополосного квазирадиосигнала // Известия вузов. Радиоэлектроника, 2011, Т. 54, № 4. – С. 3-10.
13. Корчагин Ю. Э., Титов К. Д. Синтез и анализ алгоритмов обработки сверхширокополосных квазирадиосигналов. Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2019. – 128 с.
14. Корчагин Ю.Э., Титов К. Д., Головацкая Е. Э. Оценка влияния параметров сверхширокополосных радиосигналов на характеристики их приема и передачи // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал], 2023, № 2.

REFERENCES

1. Zhiglyavsky A. A., Krasovsky A. E. Detection of disorder of random processes in problems of radio engineering. Izdatel'stvo Leningradskogo universiteta, 1988. – 224 p.
2. Korchagin Y. E., Titov K. D., Zavalishina O. N. Detection of Phase Modulation Disorder of Narrowband Radio Signals Against a Back-ground of White Gaussian Noise // 2024 6th International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE), Moscow, Russian Federation, 2024. – Pp. 1-5.
3. Korchagin Y. E., Titov K. D., Zavalishina O. N. Detection of disorder of the type of phase modulation of narrowband radio signals of arbitrary form // Proceedings of the XXX International Scientific and Technical Conference "Radar, Navigation, Communications", 2024, Vol. 1. – Pp. 261-268.
4. Korchagin Y. E., Titov K. D., Zavalishina O. N. Program for calculating the characteristics of phase modulation disorder detection of narrowband radio signals. No. 2024663888., stated. 05.06.2024, publ. 13.06.2024.
5. IEEE Standard for Low-Rate Wireless Networks (Revision of IEEE Std 802.15.4-2015). 2020. – 510 p.
6. IEEE Standard for High Data Rate Wireless Multi-Media Networks. 2016. – 510 p.
7. Korchagin Yu. E., Titov K. D., Zavalishina O. N., Vinogradov A. D. Detection of phase modulation disorder when processing a sequence of ultra-wideband quasi-radio signals against a background of white Gaussian noise // Radiotekhnika, 2024, Vol. 88, No. 6. – Pp. 78-88.
8. Korchagin Yu. E., Titov K. D., Titova O. N. Program for calculating probabilistic characteristics of detecting a change in the type of phase modulation when receiving a sequence of ultra-wideband quasi-radio signals. No. 2024688986, stated. 15.02.2001, publ. 03.12.2024.
9. Helstrom Carl W. Statistical theory of signal detection. Oxford, New York, 1963. – 470 p.
10. Finkelstein M. I., Fundamentals of radar. Moscow: Radio and communications, 1983. – 536 p.
11. Trifonov A.P., Rudnev P.E. Detection of an ultra-wideband quasi radio signal against background random noise // Radiophysics and Quantum Electronics, 2009, Vol. 52, No. 9. – Pp. 671-681.
12. Trifonov A. P., Rudnev P. E. Characteristics of estimating the amplitude of ultra-wideband quasi-radio signal // Radioelectronics and Communications Systems, 2010, Vol. 53, No. 5. – Pp. 241-250.
13. Korchagin Yu. E., Titov K. D. Synthesis and analysis of algorithms for processing ultra-wideband quasi-radio signals. Voronezh: Izdatel'skiy dom VGU, 2019. – 128 p.
14. Korchagin Yu. E., Titov K. D., Golovatskaya E. E. Evaluation of the influence of parameters of ultra-wideband radio signals on the characteristics of their reception and transmission // Journal of Radio Electronics [online], 2023, No. 2.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНЫМИ АМПЛИТУДОЙ, НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ, ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ И ЧАСТОТОЙ

Ю. Э. Корчагин, Нгуен Ван Тхю, Е.В. Литвинов

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный университет», Воронеж, Россия

Аннотация. Выполнены синтез и анализ квазиправдоподобных алгоритмов обнаружения радиосигнала с неизвестными амплитудой, начальной фазой, длительностью и частотой. Использован квазиправдоподобный метод преодоления априорной параметрической неопределенности, где вместо неизвестных параметров используются их ожидаемые значения. Найдены статистические характеристики эффективности функционирования синтезированных алгоритмов. Показано, что качество обнаружения вследствие нестабильности несущей частоты ухудшается по мере уменьшения ширины полосы частот радиосигнала.

Ключевые слова: радиосигнал, алгоритм обнаружения, квазиправдоподобный алгоритм, неизвестные амплитуда, начальная фаза, частота, расстройка частоты, проигрыш в эффективности обнаружения.

DETECTION CHARACTERISTICS OF A RADIO SIGNAL WITH UNKNOWN AMPLITUDE, INITIAL PHASE, DURATION AND FREQUENCY

Yu. E. Korchagin, Nguyen Van Thuy, E.V. Litvinov

Voronezh State University, Voronezh, Russia

Abstract. We synthesized and analyzed quasilikelihood algorithms for detecting radio signals with unknown amplitude, initial phase, duration, and frequency. To address a priori parametric uncertainty, we employed a quasilikelihood approach, substituting unknown parameters with their expected values. We derived the statistical characteristics of the synthesized algorithms performance efficiency. Our results demonstrate that detection quality degrades due to carrier frequency instability as the radio signal's bandwidth decreases.

Keywords: radio signal, detection algorithm, quasi-likelihood algorithm, unknown amplitude, initial phase, frequency, frequency disorder, loss in detection efficiency.

1. ВВЕДЕНИЕ

Задача обнаружения радиосигнала с неизвестными параметрами давно известна научной и инженерной общественности и неоднократно рассматривалась в литературе. Так, например, в работах [1,2] исследованы алгоритмы обнаружения радиосигнала с неизвестными амплитудой и начальной фазой, которые, как правило, неизвестны на приёмной стороне в силу особенностей его распространения. В практических приложениях статистической теории связи, радио и гидролокации, радиоастрономии, сейсмологии и других областях встречаются радиосигналы с неизвестными частотно-временными параметрами: частотой, длительностью и моментами появления и исчезновения. Оптимальные алгоритмы обработки таких сигналов исследованы недостаточно. При этом сама теория синтеза и анализа оптимальных алгоритмов обнаружения и оценки параметров хорошо разработана к настоящему времени. В данной работе исследуются алгоритмы обработки радиосигнала с неизвестными амплитудой, начальной фазой, длительностью и частотой.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Запишем радиосигнал в виде

$$s(t, a, \varphi, \omega, \tau) = \begin{cases} af(t)\cos(\omega t - \varphi), & 0, t, \tau, \\ 0, & t < 0, t > \tau, \end{cases} \quad (1)$$

где $f(t)$ — непрерывная функция, описывающая форму огибающей, a — амплитуда, ω — частота радиосигнала, $\varphi \in [0, 2\pi]$ — начальная фаза, τ — длительность, которая принимает значения из априорного интервала

$$\tau \in [T_1, T_2].$$

Задачу обнаружения радиосигнала вида (1) сформулируем в классическом виде. Пусть на интервале $[0, T]$ наблюдается реализация

$$\xi(t) = \gamma_0 s(t, a_0, \varphi_0, \omega_0, \tau_0) + n(t). \quad (2)$$

Она представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала (1) и гауссовского белого шума $n(t)$. Здесь $a_0, \varphi_0, \omega_0, \tau_0$ — истинные значения амплитуды, начальной фазы, частоты и длительности соответственно. Белый шум $n(t)$ характеризуется односторонней спектральной плотностью мощности N_0 . Если в наблюдаемой реализации сигнал отсутствует, то дискретный параметр $\gamma_0 = 0$, а если присутствует, то $\gamma_0 = 1$. Априорные вероятности отсутствия $p_0 = P\{\gamma_0 = 0\}$ и наличия $p_1 = P\{\gamma_0 = 1\}$ сигнала в принятой реализации будем считать известными. Располагая наблюдаемой реализацией $\xi(t)$ нужно принять решение о значении параметра γ . Таким образом, задача обнаружения равносильна задаче оценки дискретного параметра γ . Для синтеза алгоритмов обнаружения будем использовать алгоритм максимального правдоподобия, а также считать, что неизвестные параметры радиосигнала не несут полезной информации, то есть являются неинформативными [2].

3. КВАЗИПРАВДОПОДОБНЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ

Согласно методу максимального правдоподобия [1,2], необходимо формировать логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП) для принимаемой реализации $\xi(t)$ и сравнивать его максимальное значение с порогом h . В случае превышения порога, принимается решение о наличии в реализации (2) полезного сигнала (1), в случае непревышения порога выносится решение об отсутствии сигнала. Если параметры сигнала $a_0, \varphi_0, \omega_0, \tau_0$ априори известны, то приходим к задаче обнаружения полностью известного сигнала, хорошо изученной в [1,4,5]. В этом случае логарифм ФОП является случайной величиной

$$L = \frac{2a_0\gamma}{N_0} \int_0^{\tau_0} f(t) \cos(\omega_0 t - \varphi_0) [\xi(t) - a_0 f(t) \cos(\omega_0 t - \varphi_0) / 2] dt.$$

При неизвестных параметрах сигнала имеется априорная параметрическая неопределённость относительно амплитуды, начальной фазы, частоты и длительности. Тогда логарифм ФОП можно записать в следующем виде [3,6]

$$L(\gamma, a, \varphi, \omega, \tau) = \frac{2a\gamma}{N_0} \int_0^{\tau} f(t) \cos(\omega t - \varphi) [\xi(t) - af(t) \cos(\omega t - \varphi) / 2] dt. \quad (3)$$

В задачах обнаружения сигнала для преодоления априорной параметрической неопределённости можно пользоваться различными методами. Тем самым получим

различные алгоритмы обнаружения, отличающиеся сложностью их практической реализации, вероятностями ошибок обнаружения.

Функция (3) зависит от пяти неизвестных параметров. Для преодоления априорной параметрической неопределенности можно воспользоваться квазивероятностным (КП) алгоритмом обнаружения, согласно которому вместо всех неизвестных параметров используются их ожидаемые значения, помеченные звездочками

$$L_1 = L(a^*, \varphi^*, \omega^*, \tau^*), \quad (4)$$

$$L(a, \varphi, \omega, \tau) = L(\gamma = 1, a, \varphi, \omega, \tau),$$

$$L_1 \stackrel{\gamma^* = 1}{\propto} h. \quad (5)$$

Блок-схема алгоритма обнаружения (5) изображена на рис. 1, где блок И — интегратор, работающий на интервале времени $[0, t]$, $t \in [0, \tau^*]$, РУ — решающее устройство, которое сравнивает в момент времени $t = \tau^*$ выходной сигнал интегратора с порогом h .

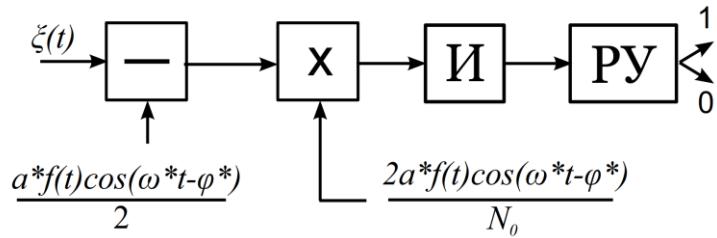


Рис. 1. Блок-схема КП обнаружителя радиосигнала с неизвестными амплитудой, начальной фазой, длительностью и частотой.

Выполним анализ КП алгоритма (5). Подставим реализацию (2) в выражение (4), в результате получим:

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{2a_0 a^* \gamma_0}{N_0} \int_0^{\min(\tau_0, \tau^*)} f^2(t) \cos(\omega_0 t - \varphi_0) \cos(\omega^* t - \varphi^*) dt - \\ &- \frac{a^{*2}}{N_0} \int_0^{\tau^*} f^2(t) \cos^2(\omega^* t - \varphi^*) dt + \frac{2a^*}{N_0} \int_0^{\tau^*} n(t) f(t) \cos(\omega^* t - \varphi^*) dt. \end{aligned} \quad (6)$$

Используя (6), можно найти математическое ожидание

$$\langle L_1 \rangle = \Delta_a \gamma_0 Q(\min(\tau_0, \tau^*)) - \frac{\Delta_a^2}{2} q(\tau^*) \quad (7)$$

и дисперсию

$$\langle (L_1 - \langle L_1 \rangle)^2 \rangle = \Delta_a^2 q(\tau^*), \quad (8)$$

решающей статистики (4), где обозначено:

$$Q(\tau) = \frac{a_0^2}{N_0} \int_0^{\tau} f^2(t) \cos(\Delta\omega t - \Delta\varphi) dt,$$

$$q(\tau) = \frac{a_0^2}{N_0} \int_0^{\tau} f^2(t) dt$$

— отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе приёмника МП, $\Delta\varphi = \varphi^* - \varphi_0$ — отклонение ожидаемого значения начальной фазы от её истинного значения, $\Delta\omega = \omega^* - \omega_0$ — отклонение ожидаемого значения частоты от её истинного значения. Используя (7) и (8), найдём вероятность ложной тревоги алгоритма обнаружения (5)

$$\alpha_1 = 1 - P\{L_1 < h \mid \gamma_0 = 0\} = 1 - \Phi\left(\frac{h}{\Delta_a \sqrt{q(\tau^*)}} + \frac{\Delta_a \sqrt{q(\tau^*)}}{2}\right) \quad (9)$$

и условную вероятность пропуска сигнала

$$\beta_1 = P\{L_1 < h \mid \gamma_0 = 1\} = \Phi\left(\frac{h}{\Delta_a \sqrt{q(\tau^*)}} + \frac{\Delta_a \sqrt{q(\tau^*)}}{2} - \frac{Q(\min(\tau_0, \tau^*))}{\sqrt{q(\tau^*)}}\right), \quad (10)$$

где $\Phi(x) = \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt / \sqrt{2\pi}$ — интеграл вероятности.

Если ожидаемые значения неизвестных параметров совпадают с истинными $a^* = a_0$, $\varphi^* = \varphi_0$, $\omega^* = \omega_0$, $\tau^* = \tau_0$, то КП алгоритм (5) совпадает с МП алгоритмом обнаружения полностью известного сигнала, а выражения для вероятностей ошибок принимают вид [3,4,5]

$$\alpha_0 = 1 - \Phi\left(\frac{h}{z_0} + \frac{z_0}{2}\right), \quad \beta_0 = \Phi\left(\frac{h}{z_0} - \frac{z_0}{2}\right), \quad (11)$$

где $z_0^2 = q(\tau_0)$ [1].

В качестве примера будем рассматривать обнаружение радиосигнала вида

$$f(t) = \sqrt{\frac{2b}{1-e^{-2b}}} \exp\left[-\frac{bt}{T_2}\right], \quad (12)$$

где параметр b характеризует декремент затухания экспоненты. Множитель $\sqrt{2b/(1-e^{-2b})}$ необходим в выражении (12) для того, чтобы можно было сравнивать эффективность обнаружения сигналов с разной скоростью изменения вершины огибающей импульса. Благодаря этому энергия сигнала максимальной длительности T_2 не будет зависеть от наклона вершины импульса, а как известно, эффективность обнаружения определяется энергией сигнала [1]. Будем считать, что максимальная длительность сигнала T_2 является неизменной. Введём величину $k = T_2 / T_1$, которую будем называть динамическим диапазоном возможных значений длительности. Изменяя величину k , которая может принимать значения из интервала $[1, \infty)$, можно менять минимальную длительность сигнала $T_1 = T_2 / k$. В случае $k=1$ априорный интервал стягивается в точку, что соответствует приёму сигнала с априори известной длительностью T_2 . Обозначим

$$\eta = \frac{T_2 - T_1}{T_2} = \frac{k-1}{k}$$

— нормированная длина априорного интервала.

Введём величину $\eta = \Delta\omega T_2 / 2\pi = \delta\omega\kappa$, которую назовем обобщённой нестабильностью несущей частоты. Здесь обозначено $\delta\omega = \Delta\omega / \omega_0$ — относительная нестабильность несущей частоты, $\kappa = \omega_0 T_2 / 2\pi$ — число периодов колебания в импульсе максимально возможной длительности. Величина κ характеризует ширину

полосы частот радиосигнала и может быть аналогично [9] названа параметром узкополосности.

На рис. 2 показаны зависимости условной вероятности пропуска сигнала β_1 (10) от ОСШ

$$z_r^2 = a_0^2 T_2 / N_0 \quad (13)$$

при фиксированной вероятности ложной тревоги (9) $\alpha_1 = const$ и различных расстройках по амплитуде и начальной фазе. При построении динамический диапазон изменения длительности выбран равным $k=4$, $\kappa=50$, порог h_e вычислялся в соответствии с критерием Неймана-Пирсона из заданной вероятности ложной тревоги $\alpha(h_e)=0.01$, а относительная нестабильность несущей частоты и расстройка по длительности предполагались отсутствующими $\delta\omega=0$, $\tau^*=\tau_0$. Сплошная кривая рассчитана с использованием формул (11) и соответствует МП алгоритму обнаружения полностью известного радиосигнала. Штриховая и штрих-пунктирная линии иллюстрируют влияние априорного незнания начальной фазы и построены для $\Delta\phi = \pi/4$ и $\Delta\phi = \pi/3$ соответственно при $\tau^*=\tau_0$, $\Delta_a=1$. Пунктирная линия характеризует влияние априорного незнания амплитуды на качество обнаружения и рассчитана при наличии расстройки $\Delta_a=1.2$ и $\tau^*=\tau_0$, $\Delta\phi=0$.

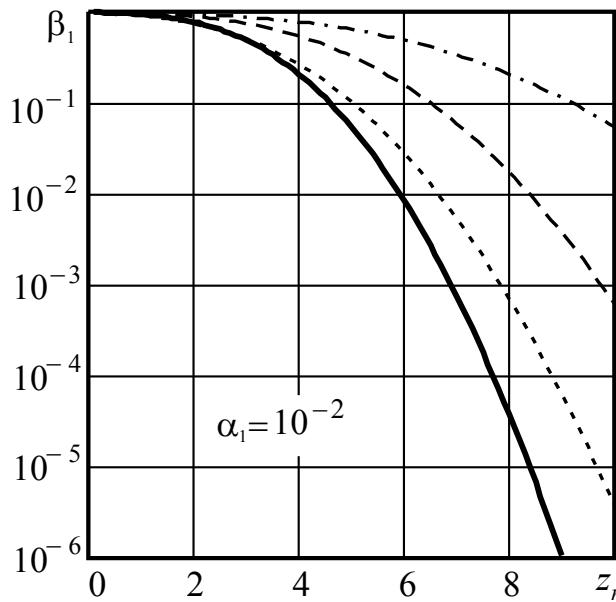


Рис. 2. Зависимости условной вероятности пропуска сигнала от ОСШ при наличии расстройки.

На рис. 3 показаны зависимости условной средней вероятности ошибки

$$p_{e1} = p_0 \alpha_1 + p_1 \beta_1$$

от ОСШ (13) при $k=4$, $\delta\omega=0$, $\tau^*=\tau_0$, $p_0=p_1=0.5$ и различных расстройках амплитуды и начальной фазы ожидаемого и принятого сигналов. При расчёте сплошных кривых предполагалось, что расстройки отсутствуют. На рис. 3 слева $\Delta_a=1$, а штриховая и штрих-пунктирная линии соответствуют $\Delta\phi = \pi/4$ и $\Delta\phi = \pi/3$. На рис. 3 справа $\Delta\phi = 0$, а штриховая и штрих-пунктирная линии соответствуют $\Delta_a = 1.2$ и $\Delta_a = 0.5$.

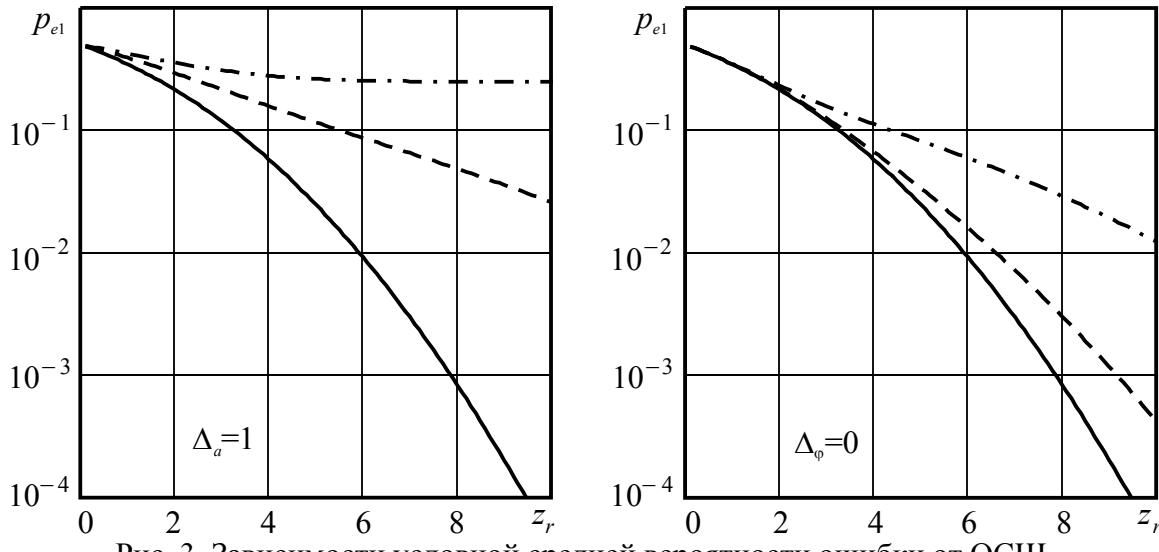


Рис. 3. Зависимости условной средней вероятности ошибки от ОСШ.

Как следует из рис. 2,3 априорное незнание амплитуды и начальной фазы приводит к существенному росту вероятностей ошибок обнаружения.

4. АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ С АДАПТАЦИЕЙ ПО АМПЛИТУДЕ И НАЧАЛЬНОЙ ФАЗЕ

Для того, чтобы повысить эффективность обнаружения, рассмотрим КП алгоритм с адаптацией по амплитуде и начальной фазе. Будем формировать логарифм ФОП для некоторых ожидаемых значений частоты и длительности, а вместо неизвестных амплитуды и начальной фазы будем использовать их КП оценки

$$(a_m^*, \varphi_m^*) = \arg \sup_{a, \varphi} L(a, \varphi, \omega^*, \tau^*).$$

Это равносильно максимизации логарифма ФОП по амплитуде и начальной фазе [2,7]

$$L_2 = L(a_m^*, \varphi_m^*, \omega^*, \tau^*) = \sup_{a, \varphi} L(a, \varphi, \omega^*, \tau^*).$$

Сравнивая логарифм ФОП \$L_2\$ с порогом, можно вынести решение о наличии или отсутствии полезного сигнала в реализации

$$L_2 \stackrel{\gamma^* = 1}{\propto} h. \quad (14)$$

Выполняя аналитически максимизацию логарифма ФОП (3) по переменным \$a\$ и \$\varphi\$, получим

$$L_2 = L(a_m^*, \varphi_m^*, \omega^*, \tau^*) = \frac{N_0}{2} \frac{X_1^2(\omega^*, \tau^*) + Y_1^2(\omega^*, \tau^*)}{\int_0^\tau f^2(t) dt}, \quad (15)$$

где обозначено:

$$X_1(\omega, \tau) = \frac{2}{N_0} \int_0^\tau \xi(t) \cos(\omega t) dt,$$

$$Y_1(\omega, \tau) = \frac{2}{N_0} \int_0^\tau \xi(t) \sin(\omega t) dt.$$

На рис. 4 представлена структурная схема алгоритма обнаружения (14). Здесь обозначено: И — интеграторы, работающие на интервале времени $[0, \tau^*]$, РУ — решающее устройство, которое сравнивает выходной сигнал делителя с порогом h .

Представим случайную величину (15) в виде

$$L_2 = A^2 + B^2,$$

где

$$\begin{pmatrix} A \\ B \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{N_0}} \int_0^{\tau^*} \xi(t) f(t) \begin{pmatrix} \cos \\ \sin \end{pmatrix}(\omega^* t) dt \sqrt{\left(\int_0^{\tau^*} f^2(t) dt \right)^{1/2}} \quad (16)$$

— гауссовские случайные величины с нулевыми математическими ожиданиями при отсутствии сигнала $\langle A \rangle = \langle B \rangle = 0$ и математическими ожиданиями

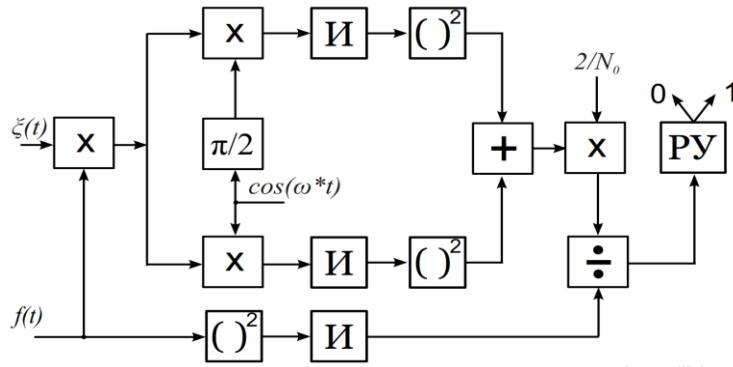


Рис. 4. Блок-схема КП обнаружителя радиосигнала с адаптацией по амплитуде и начальной фазе.

$$m_a = \langle A \rangle = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{Q_c(\min(\tau_0, \tau^*))}{\sqrt{q(\tau^*)}}, \quad m_b = \langle B \rangle = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{Q_s(\min(\tau_0, \tau^*))}{\sqrt{q(\tau^*)}}$$

при наличии сигнала. Здесь обозначено

$$Q_c(\tau) = \frac{a_0^2}{N_0} \int_0^{\tau} f^2(t) \cos(\Delta\omega t + \phi_0) dt, \quad Q_s(\tau) = \frac{a_0^2}{N_0} \int_0^{\tau} f^2(t) \sin(\Delta\omega t + \phi_0) dt.$$

Случайные величины (16) обладают одинаковыми дисперсиями при наличии и отсутствии сигнала, равными $1/2$. Следовательно, случайная величина $\sqrt{L_2}$ при отсутствии сигнала обладает распределением Релея [8] с параметром $\sigma^2 = 1/2$, а функция распределения величины L_2 имеет вид

$$F_0(x) = \begin{cases} 1 - \exp(-x), & x \geq 0, \\ 0, & x < 0. \end{cases} \quad (17)$$

Используя распределение (17), находим вероятность ложной тревоги алгоритма обнаружения (14)

$$\alpha_2 = 1 - P\{L_2 < h | \gamma_0 = 0\} = 1 - F_0(h) = \begin{cases} \exp(-h), & h \geq 0, \\ 1, & h < 0. \end{cases} \quad (18)$$

При наличии сигнала случайная величина $\sqrt{L_2}$ обладает распределением Релея-Райса [8]

$$w(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + m^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{xm}{\sigma^2}\right),$$

где $m = \sqrt{m_a^2 + m_b^2}$, $\sigma^2 = 1/2$, $I_0(x)$ — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка. Следовательно, плотность вероятности случайной величины L_2 имеет вид

$$w_l(y) = \exp(-(y + m^2)) I_0(2m\sqrt{y}), \quad y \geq 0, \quad (19)$$

$$m = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{Q_c^2(\min(\tau_0, \tau^*)) + Q_s^2(\min(\tau_0, \tau^*))}}{\sqrt{q(\tau^*)}}.$$

Используя плотность вероятности (19), находим вероятность пропуска сигнала алгоритма обнаружения (14)

$$\beta_2 = P\{L_2 < h \mid \gamma_0 = 1\} = \int_0^h w_l(y) dy = \int_0^h \exp(-(y + m^2)) I_0(2m\sqrt{y}) dy. \quad (20)$$

На рис. 5 слева представлены графики зависимостей вероятности пропуска сигнала (20) алгоритма (14) с адаптацией по амплитуде и начальной фазе от ОСШ z_r (13) при фиксированной вероятности ложной тревоги (18) $\alpha_2 = 0.01$ и при различных величинах относительной нестабильности несущей частоты $\delta\omega = 0.01$ (штриховые линии) и $\delta\omega = 0.02$ (штрих-пунктирные линии). Кривые 1 построены для более узкополосного сигнала $\kappa = 50$, кривые 2 — для более широкополосного $\kappa = 30$.

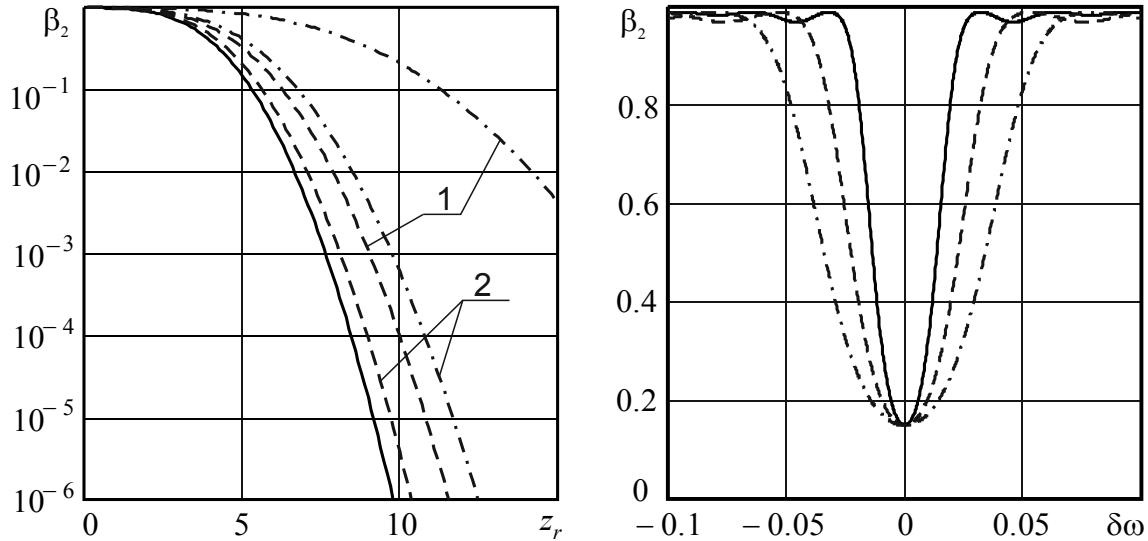


Рис. 5. Зависимости условной вероятности пропуска сигнала от ОСШ (слева) и относительной нестабильности частоты (справа).

На рис. 5 справа показаны зависимости вероятности пропуска сигнала (20) от относительной нестабильности несущей частоты $\delta\omega$ при фиксированных ОСШ $z_r = 5$ и вероятности ложной тревоги (18) $\alpha_2 = 0.01$, $k = 4$, $b = -0.35$. Сплошная, штриховая и штрих-пунктирные кривые рассчитаны при $\kappa = 50$, $\kappa = 30$ и $\kappa = 20$ соответственно.

Как видно из рис. 5, ошибка в выборе несущей частоты даже на 1-2 процента приводит к заметному росту вероятности пропуска сигнала. Априорное незнание несущей частоты в большей степени негативно влияет на качество обнаружения узкополосных сигналов. При уменьшении величины κ , которую можно называть

параметром узкополосности, влияние относительной нестабильности несущей частоты снижается. Следует также заметить, что при слишком малых $\kappa \approx 1...5$ сигнал (1) уже нельзя считать узкополосным, а выражения для характеристик обнаружения (9), (10), (18), (20) являются приближёнными.

Введём в рассмотрение величину

$$\chi = \frac{\beta_2 | \alpha_2 = \varepsilon}{\beta_0 | \alpha_0 = \varepsilon}, \quad (21)$$

которая характеризуют проигрыш в эффективности обнаружения алгоритма (14) по сравнению с МП алгоритмом обнаружения полностью известного сигнала [1]. На рис. 6 показаны зависимости проигрыша (21) от ОСШ z_r (13) для сигнала (12) при фиксированных вероятностях ложной тревоги $\varepsilon = 10^{-2}$, $k = 4$, $b = -0.35$. Кривые 1 соответствуют более узкополосному сигналу $\kappa = 50$, кривые 2 — более широкополосному $\kappa = 30$. Сплошные и штриховые линии построены для $\delta\omega = 0.01$ и $\delta\omega = 0.02$ соответственно.

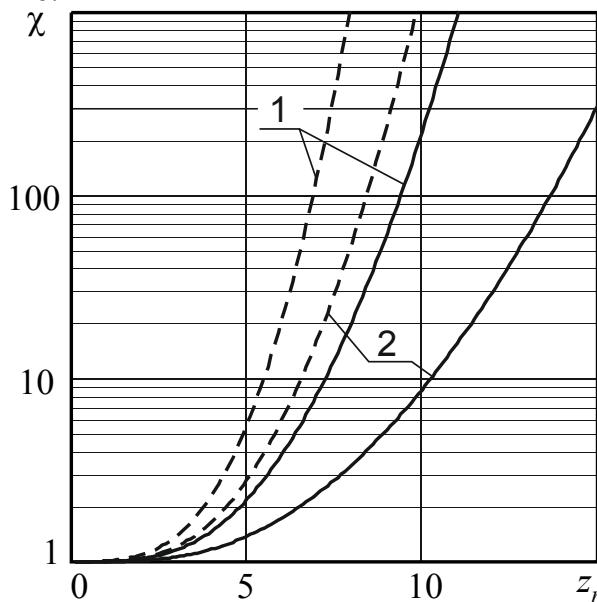


Рис. 6. Зависимости проигрыша χ от ОСШ при различных расстройках несущей частоты.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение квазиправдоподобных способов преодоления априорной параметрической неопределённости позволяет синтезировать алгоритмы обнаружения, которые довольно просто реализовать технически или программно. Однако, несовпадение ожидаемых значений неизвестных параметров с их истинными значениями приводят к ухудшению эффективности обнаружения. Полученные результаты позволяют количественно оценить влияние априорного незнания амплитуды, начальной фазы и несущей частоты радиосигнала с произвольной формой огибающей. Наибольшее влияние на качество обнаружения оказывает расстройка несущей частоты, причём это влияние тем сильнее, чем более узкополосным является радиосигнал.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-19-00891, <https://rscf.ru/project/24-19-00891/>

ЛИТЕРАТУРА

1. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
2. Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А. и др. Теория обнаружения сигналов – М.: Радио и связь, 1984. – 440 с.
3. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1978. – 296 с.
4. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т.1. М. : Советское радио, 1972. – 744 с.
5. Амиантов И.Н. Избранные вопросы статистической теории связи. М.: Сов. радио, 1971. – 416с.
6. Сосулин Ю.Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. М.: Сов. радио, 1978.
7. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.
8. Вадзинский Р.Н. Справочник по вероятностным распределениям. СПб.: Наука, 2001. – 295 с.
9. Корчагин Ю.Э., Титов К.Д. Синтез и анализ алгоритмов обработки сверхширокополосных квазирадиосигналов. Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2019. – 218с.

REFERENCES

1. Tikhonov V.I. Optimal Signal Reception. – M.: Radio and communication, 1983. – 320 p.
2. Akimov P.S., Bakut P.A., Bogdanovich V.A. Signal Detection Theory. M.: Radio and Communication, 1984. – 440 p.
3. Kulikov E.I., Trifonov A.P. Estimation of Signal Parameters in the Presence of Interference. M.: Soviet Radio, 1978. – 296 p.
4. Van Trees H. Detection, Estimation and Modulation Theory. – T.1: Detection, Estimation, and Linear Modulation Theory / H. Van Trees. – M.: Soviet Radio, 1972. – 744 p.
5. Amiantov I.N. Selected Topics in Statistical Communication Theory. M.: Soviet Radio, 1971. – 416 p.
6. Sosulin Y.G. Detection and Estimation Theory for Stochastic Signals. M.: Soviet Radio, 1978.
7. Trifonov A.P., Shinakov Y.S. Joint Signal Recognition and Parameter Estimation in the Presence of Interference. – M.: Radio and Communication, 1986. – 264 p.
8. Vadzinsky R.N. Handbook of Probability Distributions. St.P.: Science, 2001. – 295 p.
9. Korchagin Yu.E., Titov K.D. Synthesis and analysis of algorithms for processing ultra-broadband quasi-radio signals. Voronezh: VSU Publishing House, 2019. – 218p.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОРНОГО ВЫЧИСЛЕНИЯ БОЛЬШИХ ЯЗЫКОВЫХ МОДЕЛЕЙ ВНУТРИ МУЛЬТИПРОЦЕССОРНОЙ СЕРВЕРНОЙ ПЛАТФОРМЫ

Я. В. Любченко, Р. А. Панков, Д. К. Проскурин

Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. В данной статье исследуется возможность использования процессоров общего назначения на серверных платформах для запуска больших языковых моделей. Рассматриваются проблемы, ограничивающие производительность, и стандартное для промышленности решение. Рассматривается альтернативное решение, связанное с объединением нескольких серверов в кластеры. Предлагается объединение процессоров одного сервера в целях снижения финансовых затрат. Проводится тестирование с использованием тензорной параллелизации на двух процессорах. Показывается, что такой подход близок по производительности к прямому подключению памяти к единственному процессору в системе.

Ключевые слова: большие языковые модели; тензорный параллелизм; оптимизация нейронных сетей; серверные платформы.

OPTIMISING PROCESSOR COMPUTATION OF LARGE LANGUAGE MODELS WITHIN A MULTIPROCESSOR SERVER PLATFORM

Y. V. Lyubchenko, R. A. Pankov, D. K. Proskurin

Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russian Federation

Abstract. This paper investigates the feasibility of using general-purpose processors on server platforms to run large language models, discussing the performance-limiting problems and an industry-standard solution. An alternative solution is considered, involving the combination of multiple servers into clusters, and the processors of a single server are proposed to be combined to reduce the financial cost. Testing is carried out using tensor parallelisation on two processors, and it is shown that this approach is close in performance to direct memory connection to the only processor in the system.

Keywords: large language models; tensor parallelism; neural network optimization; server platforms.

1. ВВЕДЕНИЕ

В нынешних условиях для локального запуска языковых моделей, требуются большие объёмы памяти и мощное оборудование для матричных умножений, однако ограничение скорости лежит не в скорости операций умножения, а в скорости чтения памяти [1]. Графические адаптеры чаще всего поставляются с достаточно быстрой памятью для операций запуска языковых моделей, однако это вытекает в большие финансовые затраты. Из-за дороговизны современных графических адаптеров, возможными становятся альтернативные решения по запуску больших языковых моделей, например, для вычислений можно использовать серверные процессоры с большим объёмом оперативной памяти. Однако серверные процессоры обладают ограниченной производительностью чтения памяти, из-за чего требуется создание нескольких серверов и объединение их в кластеры. Одной из методик объединения серверов в кластеры является тензорный параллелизм.

Тензорный параллелизм разделяет вычисление отдельных слоёв нейронной сети на несколько вычислительных единиц, какими могут быть как процессоры (в т.ч. графические), так и отдельные машины [2]. Таким образом, считывание одного слоя производится одновременно несколькими единицами, а поскольку слои разделены заранее, конкурентный доступ к параметрам модели отсутствует, что значительно увеличивает скорость доступа к памяти, поскольку при этом не требуется хранить всю модель в одном модуле памяти. Использование данной оптимизации требует минимальных задержек между всеми вычислительными единицами для синхронизации, которая обычно происходит по сетевому интерфейсу в случае использования нескольких машин.

В рамках данной статьи исследуется возможность использования нескольких процессоров одновременно на одном сервере, что является частым случаем на серверных платформах. Использование нескольких процессоров сопряжено с рядом ограничений, в частности, каждый процессор обладает собственной памятью, потому что процессор не может напрямую адресовать память других процессоров. Это используется как преимущество: каждый процессор имеет выделенные каналы памяти, что увеличивает общую производительность системы при отсутствии запросов чтения памяти к другим процессорам. В противном случае, производительность системы снижается непредсказуемо из-за добавленных задержек, потому что доступ к памяти других процессоров происходит по межпроцессорной шине [3]. Вместо этого она используется для синхронизации тензорного параллелизма, что значительно снижает задержки по сравнению с использованием полноценного сетевого интерфейса. При этом из-за использования всего одного сервера финансовые затраты растут медленнее.

2. АРХИТЕКТУРА И ПОДБОР КОМПОНЕНТОВ

Рассмотрим следующую архитектуру (рисунок 1). На схеме видно, что каждый процессор имеет доступ к ограниченному количеству каналов памяти, а также имеет доступ к другим процессорам через межпроцессорную шину. Количество каналов памяти на каждом процессоре, а также количество процессоров зависит от конкретной платформы.



Рис. 1. Архитектура типичной мультипроцессорной системы.

В тестируемую систему были выбраны два процессора Intel Xeon E5-2680 v4, на каждый по одному модулю памяти DDR4 на 64 ГБ, частота - 2400 МГц. Стоит отметить, что в целях увеличения производительности система должна обладать большим количеством модулей памяти и более современным её типом DDR5, а также

процессорами, поддерживающими этот тип памяти, потому что дальнейшие тесты показывают, что выбранное оборудование не подходит для задач запуска больших языковых моделей с высокой производительностью, но его достаточно для тестирования оптимизации. При этом система может быть расширена на использование нескольких серверов, каждый из которых имеет несколько процессоров, однако это вернёт задержки, связанные с использованием сетевого интерфейса.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ТЕСТИРОВАНИЕ ПРЕДЛОЖЕННОЙ ОПТИМИЗАЦИИ

Тестирование проводится следующим образом. На каждом процессоре запускается изолированный процесс, являющийся частью общего кластера из двух процессоров. Этому процессу разрешено выделение памяти только с модулями памяти, подключенных к его процессору, и выполнение разрешено только на этом же процессоре. Таким образом, процесс при вычислениях будет обращаться к памяти с минимально возможной задержкой и с максимально возможной скоростью. Для межпроцессной коммуникации будет использовано программное обеспечение, предназначенное для объединения отдельных машин в кластер. Однако задержки будут минимизированы за счёт применения *loopback*-интерфейса, исключающего необходимость обращения к внешним сетевым интерфейсам. Таким образом, сетевое взаимодействие происходит по межпроцессорной шине, увеличивая производительность всей системы.

Для тестирования была взята плотная модель размером 70 миллиардов параметров с квантованием Q4_0 (42 гигабайта). Эта модель была запущена с тремя различными оптимизациями: запуск без оптимизаций (с потерями на передаче данных на межпроцессорнойшине – процессор может запрашивать веса модели с другого процессора); запуск с использованием тензорной параллелизации (потери только на синхронизации); и запуск на одном процессоре (половина максимально возможной скорости, поскольку используется лишь 1 канал памяти).

Были получены следующие результаты. Во время запуска модели без оптимизаций было получено значение 0.37 токенов в секунду. Запуск модели с использованием тензорной параллелизации дал 0.48 токенов в секунду, а запуск на одном процессоре – 0.25 токенов в секунду. Таким образом, тензорная параллелизация показывает улучшение в 1.92 раза относительного запуска на одном процессоре. Поскольку скорость доступа к памяти внутри одного процессора также растёт с добавлением второго канала в симметричном двухканальном режиме [4], данные результаты показывают, что использование тензорной параллелизации, по сути, эквивалентно добавлению каналов к процессору.

Подобные тесты были также запущены на меньшей модели размером 8В (5.9 гигабайтов). Были получены результаты: 3.05 токенов/с без оптимизаций, 3.87 токенов/с с тензорной параллелизацией и 2.17 токенов/с на одном процессоре (улучшение в 1.78 раз). Разница объясняется тем, что объём данных, необходимый для синхронизации, зависит от объёма контекста, который не зависит от размера модели, то есть, с увеличением размера модели (или размера эксперта в случае разреженных моделей) улучшение будет лишь приближаться к двум. Модели такого размера могут быть запущены даже на потребительских видеокартах, однако проверка на малых размерах нейросетей подтверждает, что полученный результат не является исключением.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках данной статьи был выбран альтернативный подход для запуска больших языковых моделей на основе одной серверной платформы. Было проведено тестирование запуска больших языковых моделей в различных конфигурациях выделения памяти. Было показано, что использование тензорной параллелизации

внутри одной системы даёт адекватный прирост производительности в случае, когда перемещение памяти на один процессор невозможно или не даёт улучшения производительности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Li R. et al. Efficient LLMs Training and Inference: An Introduction //IEEE Access. – 2024.
2. Brakel F., Odyurt U., Varbanescu A. L. Model parallelism on distributed infrastructure: A literature review from theory to llm case-studies //arXiv preprint arXiv:2403.03699. – 2024.
3. Lameter C. NUMA (Non-Uniform Memory Access): An Overview: NUMA becomes more common because memory controllers get close to execution units on microprocessors //Queue. – 2013. – Т. 11. – №. 7. – С. 40-51.
4. Jacob B., Wang D., Ng S. Memory systems: cache, DRAM, disk. – Morgan Kaufmann, 2010.

REFERENCES

1. Li R. et al. Efficient LLMs Training and Inference: An Introduction //IEEE Access. – 2024.
2. Brakel F., Odyurt U., Varbanescu A. L. Model parallelism on distributed infrastructure: A literature review from theory to llm case-studies //arXiv preprint arXiv:2403.03699. – 2024.
3. Lameter C. NUMA (Non-Uniform Memory Access): An Overview: NUMA becomes more common because memory controllers get close to execution units on microprocessors //Queue. – 2013. – Vol. 11. – №. 7. – p. 40-51.
4. Jacob B., Wang D., Ng S. Memory systems: cache, DRAM, disk. – Morgan Kaufmann, 2010.

РАЗРАБОТКА МЕТОДА КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ОПТИЧЕСКОМ И ИНФРАКРАСНОМ СПЕКТРАХ ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТАХ

А. С. Мартынов, А. С. Шабардин

Межвидовой центр подготовки и боевого применения войск РЭБ (учебный и испытательный), Тамбов, Россия

Аннотация. В данной статье рассматривается способ комплексирования изображений, снятых беспилотным летательным аппаратом в разных диапазонах, с целью увеличения информативности изображения.

Ключевые слова: оптический диапазон, инфракрасный диапазон, комплексирование изображений, панорамное изображение, обработка изображений.

DEVELOPMENT OF A METHOD OF COMPLEXING OF IMAGES IN OPTICAL AND INFRARED SPECTRA FOR USE IN UNMANNED AERIAL VEHICLES

A. S. Martynov, A. S. Shabardin

Inter-service center for training and combat use of electronic warfare troops (training and test),
Tambov, Russia

Abstract. This paper discusses a method of combining images captured by an unmanned aerial vehicle in different bands in order to increase the informativeness of the image.

Keywords: optical range, infrared range, image complexing, panoramic image, image processing.

1. ВВЕДЕНИЕ

В последние годы для выполнения разведывательных задач всё чаще применяют беспилотные летательные аппараты (БПЛА), которые решают широкий спектр задач: сбор разведданных для планирования и проведения боевых операций, захват изображений стратегически важных объектов, вооружения и техники противника, а также создание панорамных карт местности противника. Панорамные снимки востребованы благодаря широкому углу охвата и высокому разрешению, особенно полезны они в разведывательной сфере для фиксации объектов на местности. Однако создание качественных панорамных изображений сталкивается с трудностями, такими как низкая контрастность исследуемых объектов на оптических снимках или наличие помех вроде маскировки. Решением этой проблемы становится комбинирование данных от разных типов сенсоров – видео- и инфракрасных камер. Это позволяет получить более полное представление об объектах даже там, где они плохо видны на обычных фото.

На сегодняшний день для съёмки панорамных изображений местности используются телевизионные и тепловизионные камеры, устанавливаемые на БПЛА [1]. Аппарат делает снимки одновременно в видимом и инфракрасном спектрах, однако для анализа и идентификации целей оператору приходится обрабатывать несколько изображений параллельно, что требует значительных временных затрат. Чтобы упростить этот процесс, предлагается объединение данных с нескольких сенсоров в одно комплексное изображение.

Несмотря на существование других методов комплексирования изображений, они обладают определенными недостатками [2]. Так как при применении БПЛА в военных условиях одним из важнейших факторов является время работы метода, главным аспектом нового метода является возможность его автоматизации.

2. МЕТОД КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Комплексирование изображений – это процесс объединения данных, полученных от разных сенсоров или устройств, для создания единого изображения. Этот метод используется для улучшения качества и информативности финального изображения. Например, если соединить данные от видеокамер и тепловых датчиков, получится изображение, которое будет показывать, как видимые объекты, так и скрытые детали, заметные только в инфракрасном диапазоне. Цель такого подхода – увеличить количество видимых деталей, улучшить точность определения характеристик объектов, снизить шумы и ошибки, а также расширить возможности анализа данных.

Новый алгоритм комплексирования изображений в оптическом и инфракрасном диапазоне состоит из восьми шагов:

1. Фильтрация изображений. Поскольку системы записи создают искаженные изображения, перед их объединением рекомендуется удалить дефекты с помощью фильтров. Могут быть применены как линейные, так и нелинейные фильтры. Примерами наиболее распространенных фильтров для удаления шумов являются медианный и средний фильтры [3].
2. Определение ориентации изображения. Определяется ориентация результирующего изображения после устранения дефектов.
3. Выбор минимального размера изображения. Находится самое маленькое изображение по ширине (если выбрана горизонтальная ориентация) или высоте (при вертикальной ориентации).
4. Приведение всех изображений к одинаковому размеру. Все изображения приводятся к одному размеру по горизонтали или вертикали в зависимости от выбранной ориентации.
5. Поиск ключевых точек методом SIFT. Основная идея метода заключается в поиске таких особенностей изображения, которые остаются устойчивыми даже при изменении масштаба, поворота, освещения и небольших деформаций изображения [4]. Данный метод можно разделить на 4 этапа:
 - Обнаружение ключевых точек. Изображение подвергается обработке гауссовыми фильтрами различных размеров (размытию). Это позволяет выделить области, где контраст меняется резко – например, углы объектов или границы между объектами. После чего вычисляются разности изображений после применения фильтров разных размеров, чтобы найти точки локальных экстремумов интенсивности. Эти точки будут кандидатами на ключевые точки.
 - Отбор ключевых точек. Отбираются те точки, которые соответствуют определенным критериям устойчивости: точки с высоким градиентом, но без сильных изменений в направлении (например, ребра). Точки проверяются на устойчивость относительно изменения масштаба и положения.
 - Определение ориентации ключевой точки. Вокруг каждой ключевой точки определяется доминирующее направление градиента. Это делается путем анализа направления градиентов пикселей вокруг точки.

Ориентация помогает сделать описание точки инвариантным к повороту изображения.

- Описание ключевой точки. Окрестность вокруг каждой ключевой точки описывается вектором признаков, который формируется на основе градиентной информации. Этот вектор является уникальным описанием данной точки и должен оставаться стабильным независимо от изменений масштаба, вращения и освещения.
 - Поиск совпадений. Имея два изображения одного объекта, снятых с разными ракурсами или масштабом, происходит сопоставление ключевых точек друг с другом на основе их описательных векторов. Совпадения находят путем поиска минимального расстояния между векторами признаков.
6. Нахождение совпадений между ключевыми точками. Чтобы определить, насколько близки две ключевые точки друг к другу, используется Евклидова метрика. Она измеряет расстояние между двумя точками в n-мерном пространстве. После подсчета расстояний между всеми парами ключевых точек, применяем метод k-ближайших соседей. Для каждой ключевой точки на одном изображении находим k ближайших точек на другом изображении по значению Евклидовой метрики. Если большинство из этих k точек соответствует одной и той же точке на втором изображении, то считается, что эта точка совпадает.
 7. Вычисление смещения изображения в инфракрасном диапазоне. После нахождения совпадающих ключевых точек между двумя изображениями расчет сдвига выполняется с использованием матрицы гомографии. Данная матрица позволяет описать перспективные искажения и преобразования между плоскостями.
 8. Наложение инфракрасного изображения на оптическое. Выполняется объединение изображений путем совмещения соответствующих многомерных массивов данных.

3. АВТОМАТИЗАЦИЯ МЕТОДА КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ

Одним из ключевых отличий предложенного метода является возможность его автоматизации, однако есть несколько этапов, которые требуют особого внимания и могут оказаться сложными для полной автоматизации.

1. Фильтрация изображений. Для использования наиболее распространенных фильтров существуют готовые библиотеки для обработки изображений (например, OpenCV). Однако выбор оптимального фильтра для конкретной пары изображений может зависеть от специфики шума, типа изображения и целей обработки. Автоматизированный подход может предложить несколько вариантов фильтров, но для принятия итогового решения может потребоваться вмешательство человека.
2. Определение ориентации изображения. Автоматически определить ориентацию изображения возможно, используя такие метаданные, как EXIF-данные фотографии или проанализировав контент изображения с помощью методов машинного зрения.
3. Выбор минимального размера изображения. Данная операция легко реализуется путем сравнения размеров изображений.
4. Приведение всех изображений к одинаковому размеру. Масштабирование изображений до нужного размера также легко автоматизируется с использованием стандартных функций библиотек для работы с изображениями.

5. Поиск ключевых точек методом SIFT. Данный метод полностью автоматизирован и встроен в различные библиотеки для обработки изображений.
6. Нахождение совпадений между ключевыми точками. Евклидова метрика и метод k-ближайших соседей формализованы и реализуются на различных языках программирования.
7. Вычисление смещения изображения в ИК-диапазоне: Расчет сдвига на основании найденных ключевых точек может быть автоматизирован с помощью различных языков программирования, так как расчет матрицы гомографии формализован.
8. Наложение инфракрасного изображения на оптическое. Объединение двух изображений по смещению также может быть выполнено автоматически с помощью библиотек для обработки изображений.

Стоит отметить, что метод SIFT может давать ложноположительные результаты на сложных или однородных участках изображения. В таком случае потребуется дополнительная проверка вручную или использование других методов, например, SURF. Также различные условия освещенности, погодные условия и другие факторы могут существенно повлиять на результат работы алгоритма, что делает полное исключение человеческого участия затруднительным.

Таким образом, большая часть алгоритма может быть успешно автоматизирована, но некоторые аспекты требуют дополнительного контроля и тонкой настройки, особенно если условия съемки сильно варьируются.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье был описан новый метод комплексирования изображений, полученных с помощью оптических и инфракрасных сенсоров, установленных на беспилотных летательных аппаратах. Такой подход позволяет значительно повысить эффективность разведки, сбора данных и создания панорамных изображений, необходимых для анализа стратегических объектов и территорий.

Предложенный метод комплексирования основан на ряде последовательных шагов, начиная с предварительной обработки изображений и заканчивая вычислением смещений и наложением инфракрасного изображения на оптическое. Основные преимущества предлагаемого метода заключаются в повышении детализации и информативности конечного изображения, снижении уровня шумов и ошибок, а также упрощении процесса анализа данных оператором. Важным аспектом разработки является возможность частичной автоматизации большинства процессов. Тем не менее, отдельные аспекты алгоритма, такие как определение ключевых точек и фильтрация изображений, могут требовать дополнительной проверки и ручной настройки в зависимости от конкретных условий съемки.

Таким образом, статья предлагает эффективный инструмент для оптимизации разведывательных операций с использованием БПЛА, предоставляя возможность создания высококачественных комплексированных изображений, полезных для военных и гражданских нужд.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рогачёв В. А., Ципуринда С. Л. Исследование методов комплексирования изображений различных диапазонов // Труды учебных заведений связи, 2016, № 3. - С. 59-64.
2. Гук А. П., Шляхова М. М. Особенности современного этапа развития средств дистанционного зондирования // Интерэкско Гео-Сибирь, 2018, № 4. - С. 7-14.

3. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2012. - 1104 с.
4. Солем Я. Э. Программирование компьютерного зрения на языке Python. М.: ДМК Пресс, 2016. - 312 с.

REFERENCES

1. Rogachev V. A., Tsipurinda S. L. Investigation of image aggregation methods of various ranges // Proceedings of educational institutions of communications, 2016, No. 3. - Pp. 59-64.
2. Guk A. P., Shlyakhova M. M. Features of the current stage of development of remote sensing // Interexpo Geo-Siberia, 2018, No. 4. Pp. 7-14.
3. Gonzalez R., Woods R. Digital image processing. M.: Technosphere, 2012. - 1104 p.
4. Solem Ya. E. Programming computer vision in Python. M.: DMK Press, 2016. - 312 p.

АЛГОРИТМЫ ВЕРИФИКАЦИИ МОДЕЛИ АДДИТИВНОГО ГАУССОВСКОГО ШУМА НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ РЕАЛЬНЫХ СЦЕН

Д. Е. Самойлин, Е. А. Самойлин, Е. А. Семенов

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»), Воронеж, Россия

Аннотация. Рассмотрена задача верификации модели аддитивного гауссовского шума на изображениях реальных сцен с использованием предлагаемых алгоритмов и программ, их реализующих. Актуальность указанной задачи обусловлена тем, что изображения, получаемые с использованием различных аппаратных средств, как правило, всегда содержат различные помехи и шумы. Проведенный анализ показывает, что в большинстве случаев возникающие на изображениях помехи могут быть описаны моделью аддитивного гауссовского шума. Поскольку при разработке методов и алгоритмов улучшения визуального качества изображений на фоне помех (т.е. фильтрации) важным фактором является выбор модели помех, то представляются достаточно важной задача верификации модели аддитивного гауссовского шума – проверка ее соответствия реальному закону взаимодействия полезных сигналов и случайного шума. С этой целью в работе рассмотрены математические модели изображений и аддитивного гауссовского шума, а также приведены примеры искаженных изображений шумом с различной величиной его среднеквадратического отклонения (СКО). Для решения задачи верификации в статье рассмотрены два предлагаемых авторами алгоритма – алгоритм сравнения реальной СКО помех с ее оценкой, а также алгоритм построения плотности распределения яркости аддитивных гауссовых помех. Исследования верификации модели шума проведены на многочисленных изображениях реальных сцен, на которые накладывались аддитивные гауссовые помехи с различной задаваемой величиной СКО. При этом с использованием одной из предлагаемых программ построены плотности распределения яркости аддитивных гауссовых помех при различных значениях СКО яркости помех и параметрах изображений. Показано, что с постепенным уменьшением размера изображения ряд распределения и аппроксимация плотности начинают все больше отклоняться от гауссового, т.е. наблюдается «разрушение» плотности, что необходимо учитывать при разработке алгоритмов фильтрации изображений, ориентированных на модель аддитивных гауссовых помех.

Ключевые слова: изображения; распределение яркости; аддитивный гауссовский шум; модель помех; верификация модели.

ALGORITHMS FOR VERIFYING THE ADDITIVE GAUSSIAN NOISE MODEL ON IMAGES OF REAL SCENES

D. E. Samoylin, E. A. Samoylin, E. A. Semenov

Military Scholastic-Scientific Centre of the Air Forces “Zhukovskiy and Gagarin Air Forces Academy”, Voronezh, Russia

Abstract. The article discusses the problem of verifying an additive Gaussian noise model on images of real scenes using the proposed algorithms and programs that implement them. The relevance of this task is due to the fact that images obtained using various hardware, as a rule, always contain various interferences and noise. The analysis shows that in most cases, noise occurring in images can be described by the additive Gaussian noise model. Since

when developing methods and algorithms for improving the visual quality of images against a background of noise (i.e., filtering), an important factor is the choice of the noise model, the task of verifying the additive Gaussian noise model seems quite important - checking its compliance with the real law of interaction between useful signals and random noise. For this purpose, the article considers mathematical models of images and additive Gaussian noise, and also provides examples of images distorted by noise with different values of its standard deviation (RMS). To solve the verification problem, the article considers two algorithms proposed by the authors - an algorithm for comparing the real standard deviation of interference with its estimate, as well as an algorithm for constructing the brightness distribution density of additive Gaussian interference. The noise model verification studies were carried out on numerous images of real scenes, onto which additive Gaussian noise with different specified standard deviation values was superimposed. At the same time, using one of the proposed programs, the brightness distribution densities of additive Gaussian noise were constructed for different values of the standard deviation of noise brightness and image parameters. It is shown that with a gradual decrease in image size, the distribution series and the density approximation begin to deviate more and more from Gaussian, i.e. There is a "destruction" of the density, which must be taken into account when developing image filtering algorithms based on the model of additive Gaussian noise..

Keywords: images; brightness distribution; additive Gaussian noise; interference model; model verification.

1. ВВЕДЕНИЕ

Как известно [1-5], цифровые изображения, получаемые с использованием различных аппаратных средств (фото- и телевизионных камер, инфракрасных камер, приборов ночного видения, сканеров и др.), как правило, всегда содержат различные помехи и шумы. Это происходит потому, что всегда присутствуют искажающие факторы, влияющие на процессы регистрации, обработки и отображения получаемых изображений [3-5]. Нередко такими факторами являются недостаточная освещенность сцены при проведении съемки, шум квантования, большие дистанции съемки, низкое разрешение изображения, ошибки кодирования сигналов при передаче изображений по радиоканалу и т.д. [3-5]. Проведенный анализ многих практических условий получения, обработки, передачи и отображения изображений показывает, что в большинстве случаев возникающие на изображениях в силу перечисленных факторов помехи могут быть описаны моделью аддитивного гауссова шума [1, 2, 4-7]. Так как важным фактором при разработке методов и алгоритмов улучшения визуального качества изображений на фоне помех (фильтрации) является выбор модели помех, а также ее соответствие реальному закону возникновения шума, то представляются достаточно важными исследования статистических характеристик модели аддитивного гауссова шума на изображениях реальных сцен для проверки ее соответствия реальному закону взаимодействия полезных сигналов и случайного шума. Таким образом, задача верификации модели аддитивного гауссова шума на изображениях реальных сцен представляется актуальной.

2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ИЗОБРАЖЕНИЙ И АДДИТИВНОГО ГАУССОВСКОГО ШУМА

Рассмотрим математические модели полезных сигналов изображений и аддитивного гауссова шума. Модель оцифрованного по строкам $i=1 \dots m$ и столбцам $j=1 \dots n$ изображения, регистрируемого каким-либо средством, можно представить в виде матрицы \mathbf{A} с матричными элементами $a_{i,j}$ [6, 7]:

$$a_{i,j} \in [1, \dots, 2^N], N = 8 \quad (1)$$

где N – степень квантования, 2^N – число уровней квантования матричных элементов $a_{i,j}$.

Элементы изображения (1), полученного на фоне аддитивного гауссовского шума, могут быть представлены матрицей \mathbf{X} с матричными элементами [6, 7]:

$$x_{i,j} = a_{i,j} + n_{i,j}, \quad (2)$$

где $n_{i,j}$ – случайная величина с нулевым математическим ожиданием M и некоторой величиной среднеквадратического отклонения (СКО) σ .

Закон распределения яркости случайной величины $n_{i,j}$ (2) является гауссовским [8]:

$$f(n) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(n-M)^2}{2\sigma^2}\right\}. \quad (3)$$

В качестве примера на рисунке 1 приведено известное [1] из цифровой обработки сигналов тестовое изображение (*Lena.jpg*), искаженное воздействием аддитивных гауссовых помех при различной величине СКО σ .



Рис. 1. Изображение, искаженное аддитивным гауссовским шумом при величине СКО: $a - \sigma=10$; $b - \sigma=30$; $c - \sigma=50$.

Как известно [3, 4, 6], попутной задачей синтеза процедур фильтрации изображений является задача исследования качественных характеристик полученных алгоритмов. Такая задача решается путем генерации помех [6], и имитации их наложения на цифровое изображение, в соответствии с выражением (2). После этого осуществляют фильтрацию искаженного изображения полученным и известным алгоритмами, с вычислением СКО фильтрации (либо другой метрики) каждого из алгоритмов [6]. Поэтому при верификации модели шума представляют интерес исследования статистических характеристик сгенерированных помех, в частности, величины отклонения СКО σ (3) и самого вида плотности от заданных при наложении аддитивных гауссовых помех.

3. АЛГОРИТМЫ И ПРОГРАММЫ ВЕРИФИКАЦИИ МОДЕЛИ АДДИТИВНОГО ГАУССОВСКОГО ШУМА НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ

Для решения задачи верификации модели шума были разработаны [9] два алгоритма – алгоритм сравнения реального СКО помех с его оценкой, представленный на рисунке 2, и алгоритм построения плотности распределения амплитуды яркости аддитивных гауссовых помех, показанный на рисунке 3. Для исследования были

отобраны многочисленные изображения \mathbf{A} (1), на которые накладывались аддитивные гауссовские помехи \mathbf{X} (2) с различной задаваемой величиной СКО σ (3).

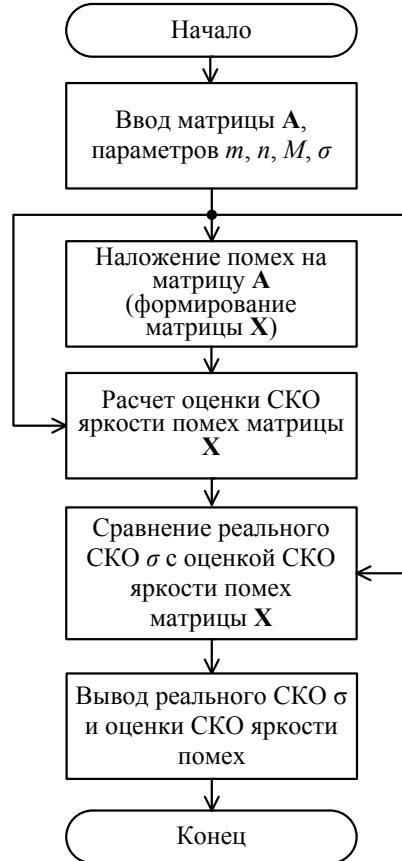


Рис. 2. Разработанный алгоритм программы для сравнения реального СКО шума с его оценкой.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ВЕРИФИКАЦИИ МОДЕЛИ АДДИТИВНОГО ГАУССОВСКОГО ШУМА НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ

Разработанные алгоритмы (рисунки 2 и 3) реализованы в программной среде MathCad v.15 [9]. Данная программная среда позволяет в удобной для пользователя форме производить работу с изображениями, в частности, с использованием функций READRGB(file), READBMP(file), осуществляющих перевод цифровых изображений известных форматов (bmp, jpg, tiff и др.) в матрицу элементов, значения которых соответствуют 8-ми битному уровню яркости точки изображения (0 – абсолютно черный цвет, 255 – абсолютно белый цвет). В качестве примера, ниже приведен фрагмент реализации в программе MathCad v.15 блока алгоритма, в котором производится наложение аддитивных гауссовых помех на матрицу \mathbf{A} (формирование матрицы \mathbf{X}) в соответствии с выражением (2):

$$X_{i,j} := \begin{cases} A_{i,j} + \text{тнорм}(1,0,\sigma)_1 \\ A_{i,j} \text{ if } 0 \leq A_{i,j} \leq 255 \\ 0 \text{ if } A_{i,j} < 0 \\ 255 \text{ if } A_{i,j} > 255 \end{cases}$$

В таблице 1 представлены истинные значения СКО (вводимые при моделировании аддитивного гауссова шума) и ее оценки, полученные путем вычисления

отклонений яркости на изображениях \mathbf{X} (всего исследовано 10 изображений) с использованием алгоритма, показанного на рисунке 2. В последней строке таблицы 1 приведены среднеквадратические ошибки СКО, т.е. отклонения между истинным значением СКО и ее оценкой. Из таблицы 1 следует, что с увеличением истинной величины СКО помехи растут и ошибки СКО.

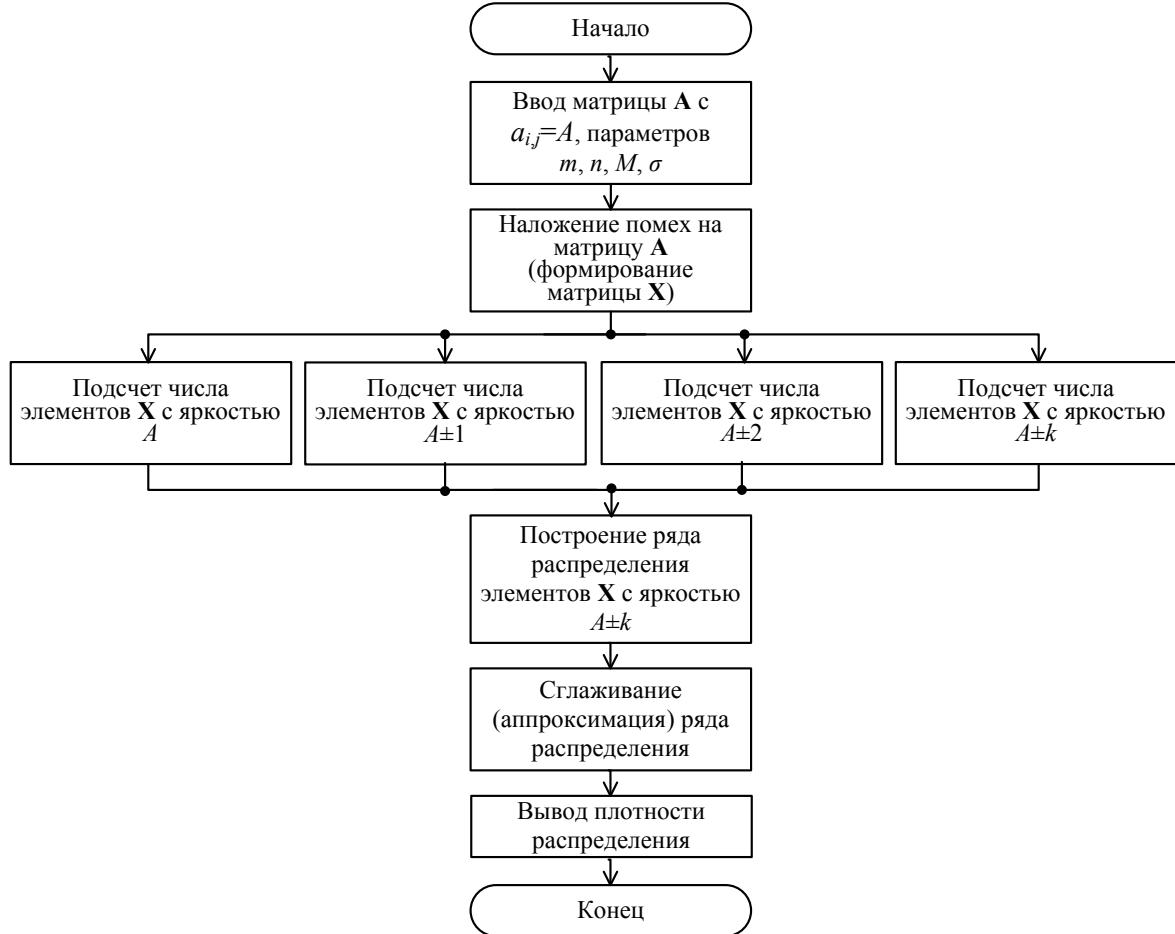


Рис. 3. Разработанный алгоритм программы для построения плотности распределения яркости шума.

Таблица 1. Истинные величины СКО шума и полученные с использованием алгоритма (рисунок 2) его оценки

Истинное СКО	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	
Номер изображения	1	10.129	24.709	30.243	39.648	52.254	59.119	76.741	75.926	79.947	105.77
	2	10.268	19.248	32.648	36.865	47.165	65.993	68.134	84.018	108.645	90.394
	3	8.903	22.66	32.788	35.588	48.641	55.788	69.887	89.254	88.805	109
	4	9.696	19.723	33.997	47.086	54.976	62.587	72.758	75.521	99.936	92.712
	5	9.352	18.621	29.499	41.994	40.443	55.59	60.163	73.962	95.433	100.862
	6	9.05	20.76	32.385	44.375	48.437	63.272	77.186	76.095	85.963	99.738
	7	9.863	23.096	29.994	41.04	41.899	53.279	59.449	89.499	89.655	88.087
	8	11.908	16.993	27.948	44.628	54.036	62.683	66.055	90.895	90.769	110.434
	9	9.542	17.543	29.372	44.06	50.491	60.116	72.67	89.608	90.404	96.176
	10	10.187	23.205	31.612	37.564	47.374	68.666	65.82	98.054	85.095	89.677
Ошибка СКО	0.813	2.594	2.097	3.843	4.718	4.677	5.97	9.041	7.872	7.953	

На рисунке 4 представлены результаты построения плотности распределения (сплошная линия) амплитуды яркости аддитивного гауссовского шума по нормированному ряду распределения (гистограмме) с использованием алгоритма [9], показанного на рисунке 3. Рисунки 4 a –4 e приведены для двух значений СКО яркости помех ($\sigma=5$ и $\sigma=15$), а также различных размеров изображений $m \times n$ (1). Параметры алгоритма (рисунок 3) составили: $A=100$, $k=10$, $M=0$. Также на рисунке 4 приведены зависимости распределения амплитуды яркости случайной величины $n_{i,j}$ (пунктирная линия), рассчитанные по выражению (3). На рисунках 4 a –4 e по оси аргумента отложена яркость изображения A , математическое ожидание которой равно $A=100$. Из рисунка 4 следует, что в целом, построенные с использованием алгоритма (рисунок 3) плотности распределения соответствуют гауссовскому закону (3).

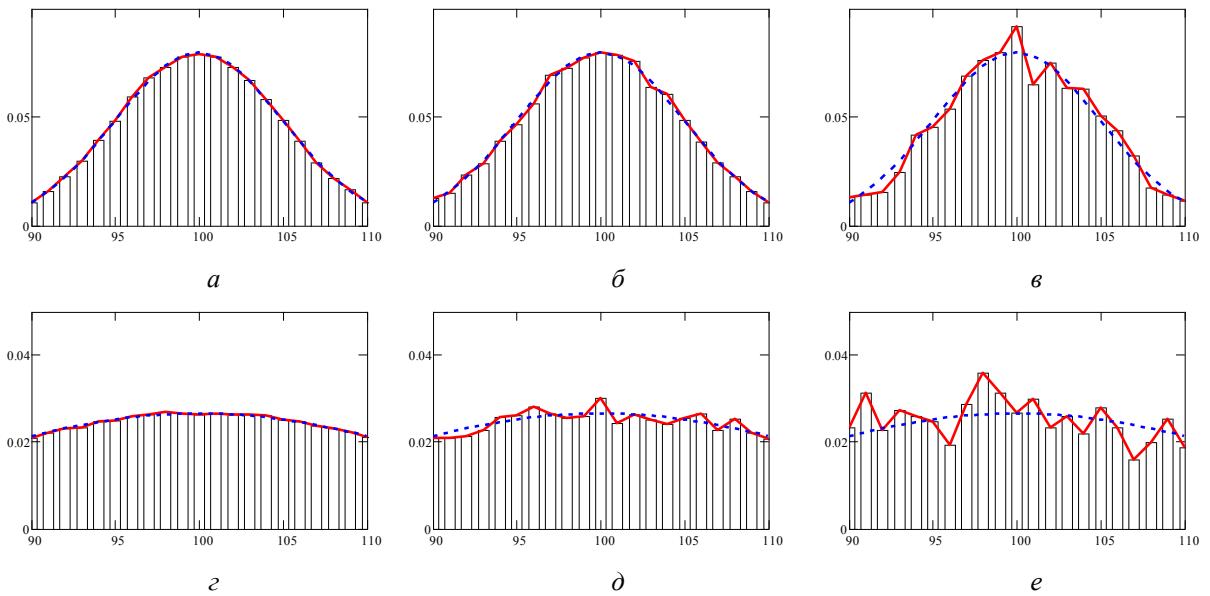


Рис. 4. Плотности распределения амплитуды яркости аддитивного гауссовского шума:
 a – при СКО $\sigma=5$ и $m \times n=800 \times 600$; \bar{b} – при СКО $\sigma=5$ и $m \times n=400 \times 300$; c – при СКО $\sigma=5$ и $m \times n=200 \times 150$; d – при СКО $\sigma=15$ и $m \times n=800 \times 600$; e – при СКО $\sigma=15$ и $m \times n=400 \times 300$.

Из рисунка 4 следует, что с уменьшением размера обрабатываемых матриц изображений $m \times n$ ряд распределения и аппроксимации плотностей начинают все больше отклоняться от гауссовского закона, т.е. наблюдается так называемое «разрушение» плотности. Данное явление происходит при любых значениях СКО шума σ и соответствует предполагаемому характеру поведения плотности распределения [8], т.к. уменьшение размера матрицы изображения является, по сути, уменьшением статистической выборки, по которой осуществляется построение ряда распределения. Этот факт необходимо учитывать при разработке алгоритмов фильтрации изображений, использующих модель аддитивного гауссовского шума.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрены два разработанных алгоритма верификации модели аддитивного гауссовского шума на изображениях реальных сцен – алгоритм сравнения реальной СКО помех с ее оценкой, и алгоритм построения плотности распределения яркости шума. Указаны особенности программной реализации данных алгоритмов в

среде MathCad. Проведенная верификация модели указанного шума показала, что в случае достаточно большого размера обрабатываемых изображений ($m \times n = 800 \times 600$ и больше) построенные плотности распределения полностью соответствуют гауссовскому закону распределения яркости. В случае уменьшения размера изображения (менее 800×600) ряд распределения и аппроксимация плотности начинают все больше отклоняться от гауссовского закона, поскольку уменьшение размера матрицы изображения является уменьшением статистической выборки, по которой осуществляется построение ряда распределения, что необходимо учитывать на практике. Направлениями дальнейших исследований может быть развитие рассмотренных алгоритмов для верификации других моделей шума – мультиплекативного, аппликативного и т.д.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2012. – 1104 с.
2. Рейнхард Клетте. Компьютерное зрение. Теория и алгоритмы; [пер. с англ.]. М.: ДМК Пресс, 2019. – 506 с.
3. Сирота А. А. Моделирование аппликативных помех на изображениях с использованием глубоких нейронных сетей / Сирота А. А., Дрюченко М. А., Пузатых М. С. // Вестник ВГУ. Серия: Системный анализ и информационные технологии, 2022, № 4. – С. 87-98.
4. Катулев А. Н., Храмичев А. А., Ягольников С. В. Цифровая обработка 2D слабоконтрастных изображений, формируемых оптико-электронным прибором в сложных фоновых условиях. Обнаружение, распознавание, сопровождение динамических объектов. Монография. М.: Радиотехника, 2018. – 408 с.
5. Юхно П. М. Преднамеренные оптические помехи высокоточному оружию. Монография. М.: Радиотехника, 2017. – 640 с.
6. Самойлин Е. А. Программная модель для исследования эффективности процедур выделения контуров зашумленных изображений / Самойлин Е. А., Карпов С. А. // Программные продукты и системы, 2018, Т. 31, № 4. – С. 734-739.
7. Самойлин Д. Е., Семенов Е. А. Исследование математической модели аддитивного гауссовского шума в системах охранного видеонаблюдения // Техника и безопасность объектов уголовно-исполнительной системы: в 3 т.: сборник материалов Международной научно-практической конференции 17-18 мая 2023 г. / ФКОУ ВО Воронежский институт ФСИН России. Т. 1. Воронеж: Строки, 2023. – С. 595-598.
8. Вентцель Е. С., Овчаров Л. А. Теория вероятностей и ее инженерные приложения: учебное пособие. М.: Юстиция, 2018. – 480 с.
9. Самойлин Д. Е. Программа построения плотности распределения аддитивных помех на изображениях // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024689037. 2024.

REFERENCES

1. Gonsales, R. C., Woods, R.E. Digital image processing. Pearson education, Prentice Hall publ., 2012. – 1104 p.
2. Reinhard Klette. Concise computer vision. An introduction into theory and algorithms. Springer-Verlag London, 2014. – 447 p.
3. Sirota, A. A. Modeling applicative noise in images using deep neural networks / Sirota A. A., Dryuchenko M. A., Puzatyh M. S. // VSU Bulletin. Series: System analysis and information technology, No. 4, 2022. – Pp. 87-98.

4. Katulev, A. N., Hramichev, A. A., Yagolnikov, S. V. Digital processing of 2D low-contrast images generated by an optical-electronic device in difficult background conditions. Detection, recognition, tracking of dynamic objects. M.: Radiotekhnika, 2018. – 408 p.
5. Yukhno P. M. Intentional optical interference of precision weapons. Monograph. M.: Radiotekhnika, 2017. – 640 p.
6. Samoylin, E. A. A software model for studying the effectiveness of procedures for extracting contours of noisy images / Samoylin E. A., Karpov S. A., Software & Systems, 2018, No. 31(4). – Pp. 734-739.
7. Samoylin, D. E., Semenov, E. A. Study of the mathematical model of additive Gaussian noise in video surveillance systems // Technology and safety of penal system facilities: Collection of materials of the International Scientific and Practical Conference, Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia, Vol. 1, Voronezh: Stroki, 2023. – Pp. 595-598.
8. Ventsel, E. S., Ovcharov, L. A. Probability theory and its engineering applications. M.: Yustitsiya, 2018. – 480 p.
9. Samoylin, D. E. Program for constructing the distribution density of additive noise in images // Certificate of state registration of a computer program. No. 2024689037. 2024.

К ВОПРОСУ ОБ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИЧНОСТИ ПО КИНЕМАТИКЕ ХОДЬБЫ В ТРЁХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ НА ОСНОВЕ ИНВАРИАНТНЫХ ПРИЗНАКОВ

И. В. Нетай^{1,3}, Е. П. Панкратов^{1,2}, К. И. Корнилов^{1,2}, М. Р. Хакимова^{1,2},
А. Н. Голубинский¹

¹Институт проблем передачи информации, Российской академия наук, Москва, Россия

²Московский физико-технический институт, Долгопрудный, Россия

³Акционерное общество "Научно-производственная компания "Криптонит",
Москва, Россия

Аннотация. Предлагается система сбора, предварительной обработки и анализа данных для идентификации личности по походке с использованием методов машинного обучения и анализа изображений. Система включает механизм предварительной обработки для нормализации биометрических данных и этап постобработки для выделения признаков, инвариантных относительно ортогональных преобразований пространства и положения камеры, к перспективе. Реализован вычислительно эффективный метод распознавания походки с использованием одной стереокамеры. Проведен анализ пространства признаков для определения значимых характеристик, а также сравнительный анализ используемого набора признаков. Протестированы несколько архитектур машинного обучения, включая модели глубокого обучения, с анализом их точности и вычислительной эффективности. Экспериментально исследована производительность системы на различных вычислительных устройствах, измерены временные характеристики обработки данных. Результаты позволяют сравнить применимость и эффективность в зависимости от доступных вычислительных мощностей.

Ключевые слова: машинное обучение, компьютерное зрение, биометрия, нейронные сети, кинематика, обработка 3D-видео, инвариантное признаковое пространство.

TO THE QUESTION OF IDENTIFICATION OF A PERSON BY KINEMATICS OF GAIT IN THREE-DIMENSIONAL SPACE ON THE BASIS OF INVARIANT FEATURES

I. V. Netay^{1,3}, E. P. Pankratov^{1,2}, K. I. Kornilov^{1,2}, M. R. Hakimova^{1,2}, A. N. Golubinskiy¹

¹Institute of Information Transmission Problems, Russian Academy of Sciences,
Moscow, Russia

²Moscow Institute of Physics and Technology, Dolgoprudny, Russia

³Joint Stock Company "Research and Production Company" Kryptonit", Moscow, Russia

Abstract. A system of data acquisition, preprocessing and analysis for gait identification using machine learning and image analysis techniques is proposed. The system includes a preprocessing mechanism for normalizing biometric data and a post-processing step for extracting features invariant with respect to orthogonal transformations of space and camera position to perspective. A computationally efficient method for gait recognition using a single stereo camera is implemented. The feature space was analyzed to identify meaningful features, and a comparative analysis of the feature set used was performed. Several machine learning architectures, including deep learning models, are tested, analyzing their accuracy and computational efficiency. The performance of the system on different computing devices is experimentally investigated, and the temporal characteristics of data processing are measured.

The results allow to compare the applicability and efficiency depending on the available computing power.

Keywords: Machine learning, computer vision, biometrics, neural networks, kinematics, 3D video processing, invariant feature space.

1. ВВЕДЕНИЕ

Результат измерений крупной и мелкой моторики человека имеет широкий спектр применения в различных областях. Наиболее распространены маркерные системы измерений движений, используемые в компьютерной графике, биометрической идентификации и верификации, медицинской диагностике [1] и спортивной науке.

Маркерные системы обладают ограничениями. Они требуют размещения отражающих индикаторов на теле, калибровки нескольких камер и контролируемой среды. Для работы, как правило, требуется высокоскоростные камеры, специализированное программное обеспечение (ПО) и вычислительные ресурсы. Точность зависит от регулярной калибровки, что увеличивает трудозатраты при использовании систем.

Безмаркерные системы анализа движений уменьшают влияние некоторых недостатков. Хотя они по-прежнему уступают маркерным системам в точности, современные алгоритмы компьютерного зрения и глубокого обучения позволяют сократить этот разрыв за счет совершенствования методов 3D-оценки позы.

В данной работе предлагается метод безмаркерного анализа походки для идентификации личности с акцентом на построение инвариантного 3D-пространства признаков, отражающего уникальные кинематические характеристики каждого испытуемого. Предлагается система, сочетающая точность и простоту использования, с минимальными требованиями к оборудованию (одна стереокамера).

Предлагаемый метод основан на обработке видеозаписи походки с использованием моделей машинного обучения для оценки позы [2]. После записи и предобработки данных получаются 3D-координаты ключевых точек тела, что обеспечивает достаточно точное представление кинематики движений. Дальнейшая обработка включает выделение признаков из координат. Для обучения моделей вычисляются геометрические и кинематические ортогонально инвариантные признаки.

В отличие от более распространенных методов, работающих с 2D-данными или упрощенными 3D-моделями, данный подход обеспечивает пространственное и инвариантное представление движений. Использование ортогонально инвариантных параметров исключает возможность влияния на результаты положения и направления, угла съёмки камеры. Это потенциально может повысить надёжность методов, применяемых в биометрической идентификации, медицинской диагностике и анализе двигательных нарушений.

2. ПОДГОТОВКА ДАННЫХ

Экспериментальные исследования проводились на наборе видеоданных движений человека, разделенном на тренировочную, валидационную и тестовую части. Тестовые данные записывались в отличающихся условиях: измененное освещение, фон, ракурсы и временные интервалы между сессиями (до недели).

Для записи данных использовалась стереоскопическая камера Intel RealSense Depth Camera D457 с разрешением 1280x720 при частоте 30 кадров/с. Испытуемые перемещались в естественном темпе по освещенному коридору длиной 10 метров, двигаясь на расстоянии от 1 до 8 метров относительно камеры. Тренировочные и тестовые

записи длились 35 секунд на участника, тестовые – 13 секунд при варьируемых условиях съемки.

Такой подход обеспечил качественные пространственные данные для построения 3D-моделей движений и позволил осуществить объективную оценку метода.

3. КОНВЕЙЕР ОБРАБОТКИ ДАННЫХ

Предлагаемый конвейер обработки данных для идентификации личности по походке (рис.1) начинается с преобразования стереоскопического видеофайла в двумерное видео. Для оценки позы применяется модель YOLOv11x-pose, извлекающая 2D-координаты 17 ключевых точек. Затем 3D-видео обрабатывается для получения 3D-координат (x,y,z) с использованием информации о глубине съемки из камеры Intel RealSense D457, формируя массив данных размерностью (количество кадров×17×3).

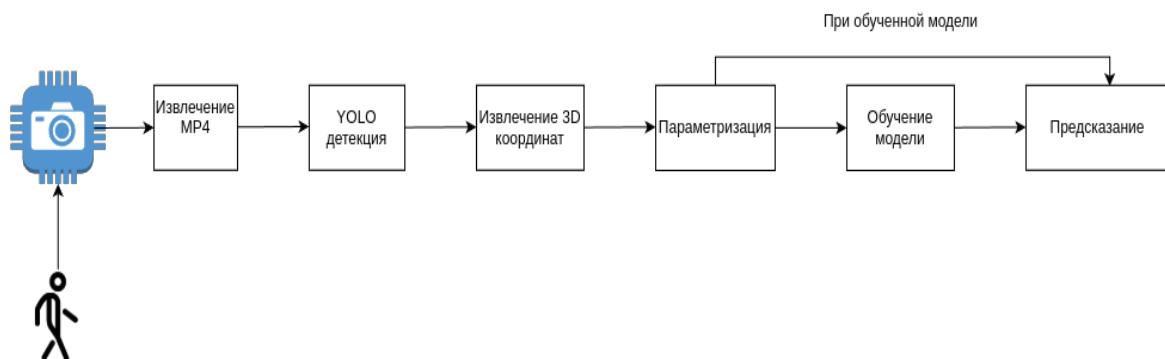


Рис. 1. Последовательность вычислений

После выделения трёхмерных координат ключевых точек производится дополнительная предобработка и выделяются инвариантные признаки: углы между смежными рёбрами графа ключевых точек, скорости, ускорения, длины градиентов и их первые и вторые производные. К подготовленным данными применяются классификационные алгоритмы машинного обучения. При инференсе производятся те же этапы предварительной обработки, а классифицирующая модель предсказывает личность по кинематическим данным, указывая степень уверенности прогноза.

4. ПРЕДОБРАБОТКА ТРЁХМЕРНЫХ КООРДИНАТ И ФОРМИРОВАНИЕ ПРИЗНАКОВОГО ПРОСТРАНСТВА

К исходным 3D-координатам ключевых точек (x,y,z) сначала применяется преобразование экспоненциального забывания (комплементарный фильтр):

$$x'n = k * x_n + (1 - k) * x'n - 1 \quad (1)$$

с параметром $k=0,007$ для устранения высокочастотных шумов. Затем вычисляются 28 геометрических признаков: 12 расстояний между смежными вершинами и 16 углов между смежными рёбрами графа ключевых точек. Ключевые точки, связанные с головой, исключаются из анализа как несущественные для идентификации походки.

Для анализа динамики вычисляются длины градиентов ключевых точек, и длины производной от градиентов точек по времени, добавляются еще 24 признака (12 скоростей и 12 ускорений). При помощи вычисления скалярных произведений векторов, соответствующих смежным рёбрам графа ключевых точек, находятся углы между этими векторами, а также вычисляются их численные первые и вторые производные по времени и получаются еще 32 признака. Также вычисляются скалярные произведения пар из вектора, соответствующего ребру, и производной вектора, соответствующей смежному

ребру графа ключевых точек, и добавляются еще 32 признака. К полученным признакам повторно применяется экспоненциальное забывание с параметром $k=0,05$.

Итоговый вектор признаков имеет размерность 116 и позволяет эффективно использовать биомеханические характеристики каждого отдельного испытуемого.

Чтобы учитывать не только мгновенные кинематические показатели, но их динамические связи в процессе движения, мы сравнили несколько подходов оконной обработки сформированных признаков. Первоначальный анализ показал, что классификация на уровне отдельных кадров не учитывает временную динамику движения. Для формирования классифицируемых двигательных паттернов выбирались скользящие окна в пространстве признаков. Для начала был выбран базовый размер окна в 10 кадров (0,33 секунды при 30 кадрах/секунду) со сдвигом 5 кадров, обеспечивающим перекрытие данных.

Дополнительно тестировались альтернативные конфигурации: окна 15 кадров (0,5 секунды) со сдвигом 7 кадров и 30 кадров (1 секунда) со сдвигом 3 кадра. Наибольшую точность показало окно 30 кадров, что объясняется большим объемом временной информации.

Также применялся метод прореживания данных: из 8 последовательных кадров отбирались 4 (четные/нечетные), либо из 10 кадров – 5 с пропуском каждого второго. Этот подход сохранил ключевые характеристики движения при сокращении объема данных, показав точность, сравнимую с 30-кадровым окном без прореживания.

5. ОБУЧЕНИЕ И ТЕСТИРОВАНИЕ МОДЕЛЕЙ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ

Тестирование моделей машинного обучения проводилось на отдельном наборе данных, сформированном в условиях, отличающихся от тренировочного набора. Сравнение результатов на обучающей и тестовой выборке показало значительное падение точности идентификации [3]. Первоначальный метод классификации использовал подсчет количества кадров, отнесенных к каждому классу, с выбором класса по большинству. Данный подход показал низкую устойчивость к ошибкам классификации.

Для решения задачи классификации применялись методы градиентного бустинга (CatBoost, XGBoost, LightGBM) и нейросетевые архитектуры (MLP, LSTM). Оптимизация гиперпараметров выполнялась с помощью специализированной для этой цели библиотеки optuna с кросс-валидацией.

Для повышения точности использованы: модифицированная функция потерь focal loss [4] и специальный алгоритм подсчета верных предсказаний:

$$\hat{y}_i = \operatorname{argmax}_j P_{i,j}, \quad (2)$$

где $P_{i,j}$ – предсказанная вероятность для класса j на i -м кадре;

$$\tilde{y}_i = \operatorname{argmax}_{j \neq \hat{y}_i} P_{i,j}. \quad (3)$$

Разница между первой и второй порядковыми статистиками:

$$M_i = P_{i,\hat{y}_i} - P_{i,\tilde{y}_i}. \quad (4)$$

Замена нулём величин, не превосходящих подобранное пороговое значение:

$$I = \{i \mid M_i \geq T\}, \quad (5)$$

где I – множество индексов кадров, прошедших порог T (выбирался 0,4).

Подсчет количества верных предсказаний:

$$C = \sum_{i \in S} \mathbb{1}(\hat{y}_i = y_i), \quad (6)$$

где y_i – истинная метка класса для i -го кадра, а $\mathbb{1}(\cdot)$ – индикаторная функция, принимающая значение «1», если предсказанный класс совпадает с истинным, и «0» в противном случае.

Таким образом, C – количество кадров, где модель правильно предсказала класс с достаточной уверенностью и достаточным отрывом от прочих возможных вариантов классификации.

В результате такой способ агрегации результатов применения классификации к индивидуальным двигательным паттернам для получения итоговой классификации в задаче идентификации личности существенно повысил результаты, которые сравнивались в F1-мере и приведены в Таблице 1 (значение DP соответствует количеству верных идентификаций).

Таблица 1. Метрики на тренировочных, валидационных и тестовых данных

Модель	Показатели качества идентификации					
	Train		Validation		Test	
	F1	DP	F1	DP	F1	DP
MLP	0,99	26/26	0,98	26/26	0,69	12/19
LSTM	0,99	26/26	0,96	26/26	0,59	11/19
Catboost	0,97	26/26	0,89	26/26	0,44	10/19
Xgboost	0,96	26/26	0,88	26/26	0,41	8/19
LightGBM	0,95	26/26	0,88	26/26	0,44	10/19

6. СРАВНЕНИЕ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ НА РАЗНОМ АППАРАТНОМ ОБЕСПЕЧЕНИИ

Оценка производительности системы проводилась на различных вычислительных устройствах. Тестирование выполнено на следующих платформах: NVIDIA A100 (80 ГБ), NVIDIA RTX 4070ti SUPER, NVIDIA Jetson Orin AGX 64 и NVIDIA Jetson TX2. Данный выбор позволяет оценить работу системы как на высокопроизводительных серверных решениях, так и на энергоэффективных встраиваемых системах.

Измерения включали временные характеристики ключевых этапов обработки: извлечение признаков, параметризацию данных и выполнение инференса модели. Все тесты проводились на едином наборе данных для двух записей с фиксированными гиперпараметрами модели для обеспечения сопоставимости результатов. Полученные данные о времени обработки представлены в Таблице 2, где отражены показатели для каждого тестируемого устройства. Анализ результатов позволяет выявить зависимость производительности системы от аппаратных характеристик используемой платформы.

Таблица 2. Скорость системы на устройствах разного типа

Устройства	Временные затраты		
	Подготовка данных, сек	Тренировка модели на 26 классах, сек	Тестирование модели на 19 классах, сек
RTX 4070 TI SUPER	39	19	2

Устройства	Временные затраты		
	Подготовка данных, сек	Тренировка модели на 26 классах, сек	Тестирование модели на 19 классах, сек
A100 80GB	59	42	11
Nvidia Jetson Orin agx 64	85	48	13
Nvidia Jetson TX2	—	104	34

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная система идентификации личности демонстрирует высокую эффективность за счет специально разработанных инвариантных пространственно-временных признаков, устойчивых к изменениям ракурса, освещения и скорости движения, а также за счет исключения возможности неявного участия в идентификации признаков, не связанных с походкой и извлекаемых из видеопотока, таких как идентификация по лицу, цвету и фактуре одежды и прочим посторонним показателям, которые затруднительно предсказать и классифицировать. Напротив, из данных извлекаются исключительно кинематические признаки, что делает систему именно системой идентификации по походке без примеси прочих методов идентификации, которые при совместном применении могут быть включены независимо.

Система адаптивна к различным аппаратным платформам – от высокопроизводительных GPU до энергоэффективных решений, сохраняя стабильную работу. Применение модифицированной функции потерь и алгоритма голосования позволило использовать надежный способ агрегации классификации индивидуальных распознаваний паттернов для более надежной классификации за длительный промежуток времени (от нескольких секунд). Полученные результаты позволяют выбрать и сравнить производительность для использования при различных доступных аппаратных ресурсах, сочетая высокую точность с производительностью, достаточной для развертывания в реальных условиях. Особое внимание уделено балансу между вычислительной эффективностью и качеством распознавания, что делает систему универсальной для различных сценариев использования.

Дальнейшие исследования предусматривают расширение набора данных дополнительным количеством видеозаписей, а также повышение точности на тестовых данных посредством внедрения архитектур на основе трансформеров [5] и дообучения модели компьютерного зрения. В качестве варианта развития рассматривается использование модели, которая размечает расширенный набор ключевых точек, связанных с положением и позой человеческого тела в пространстве (стандартный набор из 35 точек вместо используемого стандартного набора из 17 точек).

ЛИТЕРАТУРА

1. Ramesh, S. H., Lemaire, E. D., Tu, A., Cheung, K., Baddour, N. Automated Implementation of the Edinburgh Visual Gait Score (EVGS) Using OpenPose and Handheld Smartphone Video. <https://www.mdpi.com/1424-8220/23/10/4839>, дата обращения: 26.08.2024.
2. Sapkota R., Karkee M. YOLO11 and Vision Transformers based 3D Pose Estimation of Immature Green Fruits in Commercial Apple Orchards for Robotic Thinning. <https://arxiv.org/html/2410.19846v1>, дата обращения: 12.11.2024.

3. Sokolova, A., Konushin, A., Gait Recognition Based on Convolutional Neural Networks. // The International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences, 2016, Volume XLI-B3. 208-212 p.
4. Lin, T.-Y., Goyal, P., Girshick, R., He, K., Dollár, P. Focal Loss for Dense Object Detection. <https://doi.org/10.48550/arXiv.1708.02002>, дата обращения: 19.12.2024.
5. Yun, S., Jeong, M., Kim, R., Kang, J., Kim, H. J. Graph Transformer Networks. <https://doi.org/10.48550/arXiv.1911.06455>, дата обращения: 03.03.2025

REFERENCES

1. Ramesh, S. H., Lemaire, E. D., Tu, A., Cheung, K., Baddour, N. Automated Implementation of the Edinburgh Visual Gait Score (EVGS) Using OpenPose and Handheld Smartphone Video. <https://www.mdpi.com/1424-8220/23/10/4839>, accessed on: 26.08.2024.
2. Sapkota, R., Karkee, M. YOLO11 and Vision Transformers based 3D Pose Estimation of Immature Green Fruits in Commercial Apple Orchards for Robotic Thinning. <https://arxiv.org/html/2410.19846v1>, accessed on: 11/12/2024.
3. Sokolova, A., Konushin, A., Gait Recognition Based on Convolutional Neural Networks. // The International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences, 2016, Volume XLI-B3. 208-212 p.
4. Lin, T.-Y., Goyal, P., Girshick, R., He, K., Dollár, P. Focal Loss for Dense Object Detection. <https://doi.org/10.48550/arXiv.1708.02002>, accessed on: 12/19/2024.
5. Yun, S., Jeong, M., Kim, R., Kang, J., Kim, H. J. Graph Transformer Networks. <https://doi.org/10.48550/arXiv.1911.06455>, accessed on: 03/03/2025

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ПРИ РАЗМЕЩЕНИИ СТАЦИОНАРНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ СПУТНИКОВЫХ ДАННЫХ

К. А. Слезин, Н. В. Гомзов

ФГБОУ ВО «Тамбовский государственный технический университет» (ТГТУ), Тамбов, Россия

Аннотация. В статье предложен метод кластеризации спутниковых изображений и оптимизации размещения вышек связи с использованием алгоритма Fuzzy C-Means (FCM). Метод позволяет выделять городские зоны на основе анализа яркости пикселей и осуществлять поддержку принятия решений при определении оптимального количества и расположения вышек связи для обеспечения максимального покрытия при минимальных затратах. Реализация предложенного метода выполнена на Python. Результаты работы демонстрируют эффективность подхода для задачи принятия решений с использованием анализа спутниковых изображений и планирования инфраструктуры связи. Предложенный метод может быть использован в урбанистике, телекоммуникациях и смежных областях.

Ключевые слова: Fuzzy C-Means, кластеризация, спутниковые изображения, оптимизация размещения вышек связи, городские зоны, Python.

OPTIMIZATION OF DECISION-MAKING FOR PLACEMENT OF STATIONARY OBJECTS BASED ON SATELLITE DATA

K. A. Slezin, N. V. Gomzov

Tambov State Technical University (TSTU), Tambov, Russia

Abstract. The article proposes a method for automatic clustering of satellite images and optimization of base station placement using the Fuzzy C-Means (FCM) algorithm. The method allows for the identification of urban areas based on pixel brightness analysis and automatically determines the optimal number and location of base stations to ensure maximum coverage with minimal costs. The implementation of the method is carried out in Python. The results demonstrate the effectiveness of the approach for satellite image analysis and infrastructure planning tasks. The proposed method can be applied in urban planning, telecommunications, and related fields.

Keywords: Fuzzy C-Means, clustering, satellite images, base station placement optimization, urban areas, Python

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные города сталкиваются с растущими требованиями к инфраструктуре связи, что обусловлено увеличением числа мобильных устройств и развитием технологий, таких как 5G. Одной из ключевых задач является эффективное размещение вышек связи для обеспечения максимального покрытия при минимальных затратах. Традиционные методы планирования инфраструктуры часто требуют значительных временных и финансовых ресурсов, что делает актуальным разработку систем помощи в принятии решений.

Спутниковые изображения предоставляют уникальную возможность для анализа городской инфраструктуры. Они позволяют выделять различные типы территорий (например, городские зоны, леса, водоемы) и использовать эти данные для оптимизации

размещения объектов инфраструктуры. В данной работе предлагается метод кластеризации спутниковых изображений с использованием алгоритма Fuzzy C-Means (FCM) и последующим принятием решений об оптимальном размещении вышек связи.

Предлагается разработать программное решение, которое определяет городские зоны на спутниковых изображениях и размещает вышки связи для обеспечения максимального покрытия при минимальном количестве объектов. В статье представлены теоретические основы метода, описание реализации и результаты экспериментов.

2. МЕТОД FUZZY C-MEANS

Fuzzy C-Means (FCM) — это метод кластеризации, который позволяет объектам принадлежать не только к одному кластеру, как в классических методах, например, K-means, а к нескольким кластерам одновременно, но с разной степенью уверенности. Это делает FCM особенно полезным для работы с данными, где границы между кластерами нечеткие или размыты. В отличие от "жесткой" кластеризации, где каждый объект строго относится к одному кластеру, FCM использует концепцию нечетких множеств, что позволяет более гибко интерпретировать данные.

В FCM каждый объект может принадлежать нескольким кластерам одновременно, но с разной степенью уверенности. Например, если у нас есть два кластера, объект может на 70% принадлежать к первому кластеру и на 30% ко второму. Это особенно полезно, когда данные имеют перекрывающиеся области или когда границы между кластерами неясны.

Данный метод вычисляет центры кластеров как взвешенные средние всех объектов, где веса определяются степенью принадлежности объекта к кластеру. Это означает, что объекты, которые больше "принадлежат" кластеру, сильнее влияют на его центр.

Fuzzy C-Means работает итеративно. На каждом шаге алгоритм обновляет степени принадлежности объектов к кластерам и пересчитывает центры кластеров. Этот процесс повторяется до тех пор, пока изменения в центрах кластеров или степенях принадлежности не станут достаточно малыми.

Также, для FCM указывается параметр, называемый параметром нечеткости, который контролирует, насколько "размытыми" будут кластеры. Чем больше этот параметр, тем более нечеткими становятся границы между кластерами. Обычно его значение выбирается равным 2.

В данной задаче FCM применяется для разбиения изображения на кластеры. Это позволяет выделить различные типы территорий, такие как городские зоны, леса, водоемы и т.д. Городская зона определяется как кластер с максимальной средней яркостью, так как города обычно имеют более высокую яркость из-за наличия зданий, дорог и другой инфраструктуры. А также внутри городской зоны FCM используется для определения оптимального количества и расположения вышек связи. Центры кластеров, найденные FCM, соответствуют позициям вышек, а количество вышек определяется на основе покрытия. Это позволяет минимизировать количество вышек при обеспечении максимального покрытия.

3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Математическая модель задачи кластеризации спутниковых изображений и принятия решений об оптимальном размещении вышек связи включает несколько этапов: кластеризация изображения, определение городской зоны и размещение вышек. Рассмотрим каждый этап подробно.

Пусть дано спутниковое изображение, представленное в виде матрицы пикселей X , где каждый пиксель x_i описывается тремя цветовыми каналами (RGB): $x_i = (r_i, g_i, b_i)$. Необходимо разбить множество пикселей X на c кластеров с использованием алгоритма

Fuzzy C-Means.

FCM минимизирует целевую функцию:

$$J = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^c u_{ij}^m \|x_i - c_j\|^2, \quad (1)$$

где n – количество объектов, c – количество кластеров, u_{ij} – степень принадлежности объекта x_i к кластеру c_j , m – параметр нечеткости (обычно $m = 2$).

На каждой итерации FCM обновляет:

- Степени принадлежности u_{ij} :

$$u_{ij} = \frac{1}{\sum_{k=1}^c \left(\frac{\|x_i - c_j\|}{\|x_i - c_k\|} \right)^{\frac{2}{m-1}}} \quad (2)$$

- Центры кластеров c_j :

$$c_j = \frac{\sum_{i=1}^n u_{ij}^m x_i}{\sum_{i=1}^n u_{ij}^m} \quad (3)$$

После кластеризации необходимо определить, какой из кластеров соответствует городской зоне. Для этого используется средняя яркость пикселей в каждом кластере. Городские зоны обычно имеют более высокую яркость из-за наличия зданий, дорог и другой инфраструктуры. Яркость y_i пикселя x_i вычисляется как:

$$y_i = 0.299 \cdot r_i + 0.587 \cdot g_i + 0.114 \cdot b_i \quad (4)$$

Кластер города C_{city} определяется как кластер с максимальной средней яркостью:

$$C_{city} = \arg \max_j \left(\frac{1}{|C_j|} \sum_{x_i \in C_j} y_i \right), \quad (5)$$

где $|C_j|$ - количество пикселей в кластере j .

В рамках задачи помочь принятия решений при размещении станций вещания необходимо найти их оптимальное расположение, обеспечивающее покрытие всех точек кластера C_{city} размером N с минимальным числом станций K . При этом радиус покрытия каждой станции фиксирован, а станции не должны располагаться слишком близко друг к другу. Для формализации данной задачи введем математическую модель, включающую две целевые функции: минимизацию числа станций и минимизацию среднеквадратичного отклонения покрываемых точек от ближайших станций.

$$\min f(z) = (f_1(z), f_2(z)), \quad (6)$$

где $f_1(z)$ описывает количество станций, а $f_2(z)$ – суммарное отклонение точек кластера от ближайшей станции:

$$f_1(z) = K, \quad (7)$$

$$f_2(z) = \sum_{i=1}^N \min_{j=1..K} \sqrt{(x_{ci} - x_j)^2 + (y_{ci} - y_j)^2}, \quad (8)$$

Для решения задачи также используется метод Fuzzy C-Means. На вход подаются координаты пикселей городской зоны C_{city} . Алгоритм перебирает разное количество кластеров (вышек) k от 1 до k_{max} и выбирает конфигурацию, которая обеспечивает максимальное покрытие.

Реализация данного решения, разработанная на языке программирования python, представлена в листинге 1.

Листинг 1. Реализация метода FCM с помощью python

```
import cv2
import numpy as np
import skfuzzy as fuzz
import matplotlib.pyplot as plt
from math import hypot
```

```
# Загрузка спутникового изображения
```

```

image = cv2.imread("sputnik.png")
image = cv2.cvtColor(image, cv2.COLOR_BGR2RGB)
pixels = image.reshape(-1, 3).T

# Применение Fuzzy C-Means для кластеризации изображения
c = 4
cntr, u, _, _, _, _ = fuzz.cmeans(pixels, c, m=2, error=0.005,
maxiter=1000, init=None)

# Определение окончательной кластерной метки для каждого пикселя
cluster_labels = np.argmax(u, axis=0).reshape(image.shape[:2])

# Определение кластера города
def detect_city_cluster(image, cluster_labels):
    brightness = np.mean(image, axis=2)
    cluster_brightness = []
    for i in range(c):
        mask = (cluster_labels == i)
        cluster_brightness.append(np.mean(brightness[mask]))
    city_cluster = np.argmax(cluster_brightness)
    return city_cluster

# Определяем кластер города
city_cluster = detect_city_cluster(image, cluster_labels)
city_pixels = np.column_stack(np.where(cluster_labels == city_cluster))

max_radius = 100 # Максимальный радиус покрытия вышки

# Функция для автоматического определения количества вышек на основе
# FCM
def determine_optimal_stations(points, max_radius):
    data = np.array(points).T
    best_stations = []
    best_coverage = 0
    for n_clusters in range(1, 10):
        cntr, u, _, _, _, _ = fuzz.cmeans(data, n_clusters, 2,
error=0.005, maxiter=1000)
        stations = [tuple(map(int, cntr[i, :])) for i in
range(n_clusters)]
        coverage = sum(
            any(hypot(x1 - x2, y1 - y2) <= max_radius for x2, y2 in
stations)
            for x1, y1 in points
        )
        if coverage > best_coverage:
            best_coverage = coverage
            best_stations = stations
    return best_stations

```

```

# Определение количества и позиций вышек
stations = determine_optimal_stations(city_pixels, max_radius)

# Отображение результатов
plt.figure(figsize=(15, 10))
plt.subplot(2, 2, 1)
plt.imshow(image)
plt.title("Оригинальное изображение")
plt.subplot(2, 2, 2)
plt.imshow(cluster_labels, cmap="jet")
plt.title("Кластеризованное изображение (FCM)")
plt.subplot(2, 1, 2)
plt.imshow(image)
plt.gca().set_xticks([])
plt.gca().set_yticks([])
for station in stations:
    circle = plt.Circle((station[1], station[0]), max_radius,
color='red', fill=False)
    plt.gca().add_patch(circle)
plt.title(f"Изображение с расставленными вышками (количество:
{len(stations)}")
plt.tight_layout()
plt.show()

```

Таким образом, в качестве входных данных программе подается спутниковое изображение (рисунок 1) и радиус покрытия вышки $R = 100$.

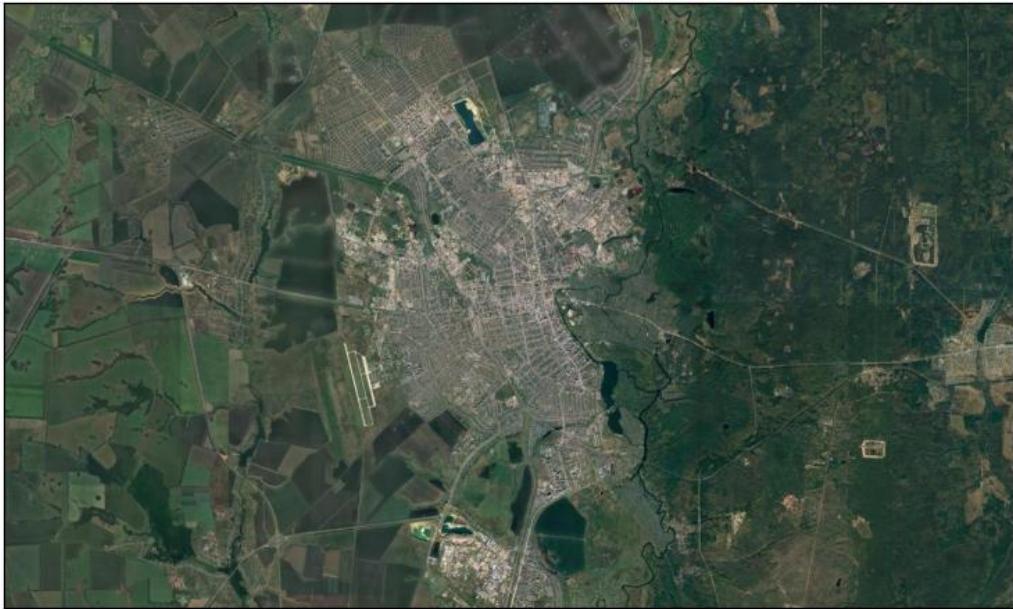


Рис. 1. Входное спутниковое изображение

После этого получаем кластеризованное изображение (рисунок 2). В данном случае, на спутниковом изображении присутствует 3 крупных населенных пункта: город Тамбов, поселок Строитель и поселок городского типа Новая Ляда.

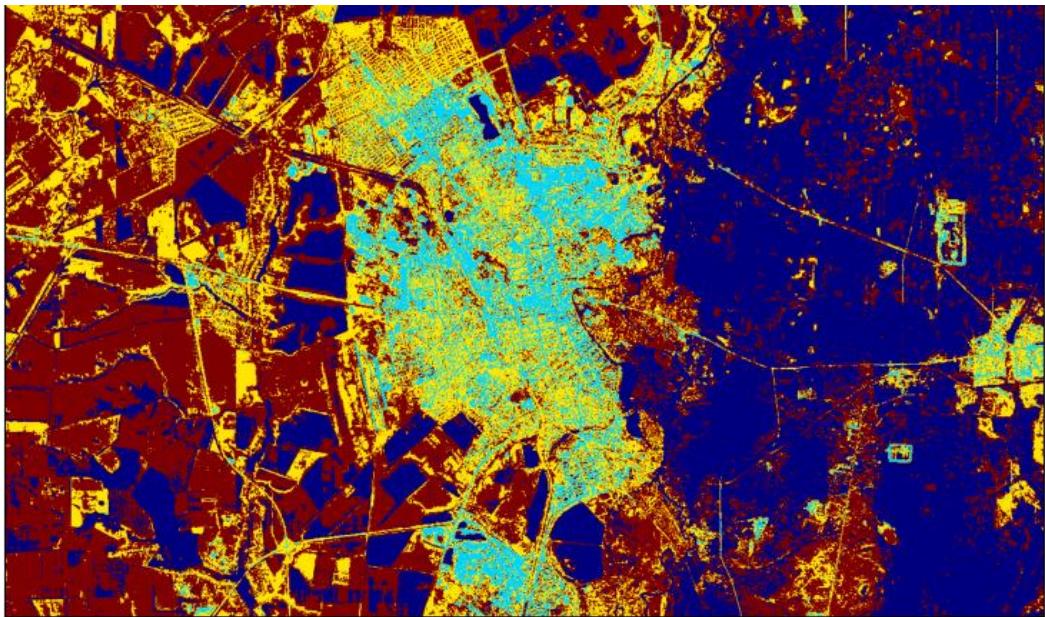


Рис. 2. Кластеризованное изображение с помощью FCM

В результате выполнения данного алгоритма получаем изображение с предлагаемым размещением вышек связи (рисунок 3).



Рис. 3. Предлагаемое размещение вышек связи

Таким образом, алгоритм определяет городскую зону, находит оптимальное количество вышек и их расположение, а затем визуализирует результаты. Предложенный метод демонстрирует свою эффективность для решения задач принятия решений на основе анализа спутниковых снимков.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный метод демонстрирует высокую эффективность для анализа городских территорий и планирования инфраструктуры связи. Ключевые этапы работы включают:

чают кластеризацию спутникового изображения для выделения городской зоны, определение оптимального количества вышек и их расположения с учетом заданного радиуса покрытия.

Основные преимущества предложенного подхода заключаются в его гибкости, скорости и низким требованиям к вычислительным мощностям. FCM позволяет учитывать нечеткие границы между кластерами, что особенно полезно для анализа сложных данных, таких как спутниковые изображения. Определение городской зоны на основе средней яркости и оптимизация размещения вышек связи с использованием FCM позволяют минимизировать затраты на планирование инфраструктуры и обеспечить максимальное покрытие.

ЛИТЕРАТУРА

1. Hossein-Abad H.M., Shabanian M., Kazerouni I.A. Fuzzy C-Means clustering method with the fuzzy distance definition applied on symmetric triangular fuzzy numbers // Journal of intelligent and fuzzy systems, 2020, Vol. 145, No. 3. – Pp. 2891-2905.
2. Борисов В.В., Круглов А.С., Федулов А.С. Нечеткие модели и сети. М.: Горячая линия, 2012. – 284 с.
3. Гомзов, Н.В. Обработка графической и лексической информации для формирования баз знаний о ландшафте // Проблемные вопросы моделирования систем и процессов: материалы Всероссийской научно-практической конференции, 2024. –С. 33-38.
4. Громов Ю.Ю., Слезин К.А., Ивановский М.А. Нейронечеткий классификатор моделей интеллектуальной геоинформационной системы моделирования контуров пожаров // Промышленные АСУ и контроллеры, 2018. – С. 15-21.

REFERENCES

1. Hossein-Abad H.M., Shabanian M., Kazerouni I.A. Fuzzy C-Means clustering method with the fuzzy distance definition applied on symmetric triangular fuzzy numbers // Journal of intelligent and fuzzy systems, 2020, Vol. 145, No. 3. – Pp. 2891-2905.
2. Borisov V.V., Kruglov A.S., Fedolov A.S. Fuzzy models and networks. Moscow: Goryachaya Liniya, 2012. – 284 p.
3. Gomzov, N.V. Processing of graphic and lexical information for the formation of knowledge bases about the landscape // Problematic issues of modeling systems and processes: materials of the All-Russian scientific and practical conference, 2024. –P. 33-38.
4. Gromov Yu.Yu., Slezin K.A., Ivanovsky M.A. Neuro-fuzzy classifier of models of an intelligent geoinformation system for modeling fire contours // Industrial ACS and controllers, 2018. – P. 15-21.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ – ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МОДЕЛЕЙ СЛУЧАЙНЫХ ПОЛЕЙ

Н.В. Верденская, И.А. Иванова

АО «Научно-производственное объединение дальней радиолокации имени академика А.Л. Минца» (АО НПОДАР), г. Москва, Россия

Аннотация. Универсальная модель отражения радиолокационного сигнала от морской поверхности является мощным инструментом при разработке радиолокаторов, предназначенных для решения задачи дистанционного зондирования Земли. Такая модель позволяет не только выбрать оптимальные технические решения при создании радиолокаторов, но и протестировать используемые методы и алгоритмы обработки информации для формирования оптимальной обработки получаемой информации. Кроме того, модель позволяет оценить теоретически возможные точности оценок и границы применимости тех или иных технических решений, а также решить актуальные задачи распознавания различных объектов на морской поверхности.

Ключевые слова: математическая модель сигнала, отраженный сигнал, траекторный сигнал, модель поверхности, шероховатая поверхность, функция отражения, диффузное отражение, зеркальное отражение, модель радиолокатора, траектория движения, состояние среды.

MODELING OF A SIGNAL REFLECTED FROM THE SEA SURFACE

N.V. Verdenskaya, I.A. Ivanova

Joint Stock Company «Scientific and Production Association of Long-Range Radar named after academician A.L. Mints», Moscow, Russia

Abstract. The universal model of radar signal reflection from the sea surface is a powerful tool in the development of radars designed to solve the problem of remote sensing of the Earth. Such a model allows not only to select the optimal technical solutions when creating radars, but also to test the methods and algorithms used for processing information to form the optimal processing of the received information. In addition, the model allows to estimate the theoretically possible accuracy of estimates and the limits of applicability of certain technical solutions, as well as to solve current problems of recognizing various objects on the sea surface.

Keywords: mathematical model of signal, reflected signal, trajectory signal, surface model, rough surface, reflection function, diffuse reflection, specular reflection, radar model, motion trajectory, state of the environment.

1. ВВЕДЕНИЕ

Решение различных задач, касающихся дистанционного зондирования Земли, чаще всего связано с анализом сигнала, отраженного от объекта на фоне динамически меняющейся шероховатой поверхности, например, морской. Поскольку поверхность имеет случайную структуру и быстро меняется во времени, для описания ее свойств требуется большое количество измерений, получение которых дорого и технически сложно. В качестве альтернативы или дополнения к реальным измерениям можно использовать стохастические математические модели, имитирующие процесс отражения электромагнитной волны (сигнала) от шероховатой поверхности. Такая модель позволяет

сформировать отражение от стохастической быстро меняющейся поверхности и наложить на него отражение от интересующего исследователя объекта, например, при решении задачи распознавания. Модель является в некотором смысле универсальной, поскольку позволяет моделировать физические процессы, происходящие при излучении, распространении, отражении и приеме сигнала.

Обычно исследователя интересует модель отраженного сигнала на входе приемника – модель траекторного сигнала.

Общая модель траекторного сигнала включает:

1. модель поверхности,
2. модель отражения,
3. модель радиолокатора,
4. модель движения носителя, а также режим обработки,
5. блок, описывающий состояние среды (погодные условия, состояние ионосферы и т.д.)

Покажем [1], как формируется траекторный сигнал и каким образом в него входят перечисленные «подмодели».

2. МОДЕЛЬ ТРАЕКТОРНОГО СИГНАЛА

Поле возбуждения $E(\xi, \eta)$ в апертуре передающей антенны формирует диаграмму направленности $F(\theta, k)$, которая в свою очередь образует поле облучения $E_0(\bar{x}_n)$ в районе цели, где \bar{x}_n - радиус вектор цели. Цель есть точка или объект на поверхности, т.е. объект нашего интереса. Будем считать, что излучается монохроматический сигнал длина волны которого равна $\lambda = \frac{2\pi}{|\bar{k}|}$, где $|\bar{k}|$ - волновой вектор (соответственно, частота $\omega = c/\lambda$

). Поле облучения и функция отражения цели $\vartheta(\bar{x}_n)$ формируют поле рассеяния цели $E_n(\bar{x}_n) = E_0(\bar{x}_n)\vartheta(\bar{x}_n)$. Пройдя среду распространения от объекта до радиолокатора поле цели возбуждает в апертуре приемной антенны поле $E_T(\xi, \eta)$. Последовательно перемещаясь в пространстве по заданной траектории с помощью носителя радиолокатора, антenna формирует за время синтезирования T_c траекторный сигнал - синтезированную апертуру (СА). Поскольку размер СА \bar{X}_c гораздо больше размера d реальной апертуры, в большинстве случаев цель находится в промежуточной (а не дальней) зоне СА. Поэтому поле $E_T(\xi, \eta)$ на траектории определяется как преобразование Френеля (а не Фурье) от поля рассеяния цели $E_n(\bar{x}_n)$:

$$E_T(\xi, \eta, \bar{x}) = \frac{j\bar{k}}{2\pi} \int_{\bar{X}_c} E_n(\bar{x}_n) \frac{\exp(j\bar{k}r)}{r} d\bar{x}, \quad (1)$$

где \bar{k} - волновой вектор, r - расстояние от точки цели \bar{x}_n до точки на СА с координатами (ξ, η) реальной апертуры и траекторного сигнала.

Физически такая запись означает, что каждая точка цели формирует сферическую волну $\frac{\exp(j\bar{k}r)}{r}$ и общее поле на СА есть сумма сферических (а не плоских, как в дальней зоне) волн от каждой точки цели.

Носитель радиолокатора движется с постоянной скоростью V вдоль оси X . Линейная антenna расположена вдоль оси X . В пространстве целей на расстоянии R_H формируется полоса обзора (X_n, Y_n) . Такой случай соответствует боковому обзору радиолокатора с синтезированной апертурой (PCA). Представим расстояние

$r = \sqrt{x_{\eta}^2 + (R_H + y_{\eta})^2}$ в виде степенного ряда и отбросим малые члены с учетом, что $R_H \gg X_c$, а y_{η}, x_{η} такие, что $r = R_H + y_{\eta} + \frac{x_{\eta}^2}{2R_H}$.

Тогда поле цели на траектории можно записать как преобразование Френеля поля $E_{\eta}(\bar{x}_{\eta})$:

$$E_T(\xi, \eta, \bar{x}) = \frac{jk}{2\pi} \exp(-jkR_H) \times \\ \times \int_{X_{\eta}} \int_{Y_{\eta}} E_{\eta}(x_{\eta}, y_{\eta}) \exp\{-jky_{\eta}\} \exp\left\{-jk \frac{x_{\eta} - VT - \xi}{2R}\right\} dx_{\eta} dy_{\eta}.$$

Будем формировать суммарную ДН на прием F , т.е. $E_T(t) = \int_d E_T(\xi, t) d\xi$, где d – размер реальной антенны. В результате напряженность поля на выходе антенны (траекторный сигнал $E_T(t)$) как функция времени (координаты $x = Vt$ траекторного сигнала) имеет вид:

$$E_T(t) = \frac{jk}{2\pi} \exp(-jkR_H) \times \\ \times \int_{X_{\eta}} \int_{Y_{\eta}} \vartheta(x_{\eta}, y_{\eta}) \exp\{-j2ky_{\eta}\} \exp\left\{-jk \frac{(x_{\eta} - VT)^2}{2R_H}\right\} F^2\left(\frac{x_{\eta} - VT}{2R_H}\right) dx_{\eta} dy_{\eta}. \quad (2)$$

Анализ структуры поля на синтезированной апертуре (траекторного сигнала) показывает:

- фазовый множитель $\frac{jk}{2\pi} \exp(-jkR_H)$ определяет амплитуду и начальную фазу;
- фазовый множитель $\exp\{-j2ky_{\eta}\}$ определяет изменение постоянной по апертуре начальной фазы при изменении координаты дальности цели;
- фазовый множитель $\exp\left\{-jk \frac{(x_{\eta} - VT)^2}{2R_H}\right\} = \exp\left\{-\frac{jk}{2R_H} (x_{\eta}^2 - 2x_{\eta}Vt + V^2t^2)\right\}$ определяет изменение начальной фазы от угловой координаты цели (член x_{η}^2), квадратичное изменение фазы сигналов, одинаковое для всех целей по апертуре, пропорциональное угловой координате цели (член $2x_{\eta}Vt$);
- амплитудный множитель $F^2\left(\frac{x_{\eta} - VT}{2R_H}\right)$ формируется ДН приемной и передающей антенны $F(\theta)$ и определяет весовую функцию обработки траекторного сигнала $F^2(t)$, интервал синтезирования T_c и зону обзора по углу $F^2(x_{\eta})$.

Рассчитывая падающее на антенну поле мы предполагали, что поле возбуждения $E(\xi, \eta)$ представляет собой монохроматическую волну. Для того, чтобы перейти от поля $E_T(t)$ к сигналу $S_T(t)$ нам необходимо учесть отражения (2) для всех частот, отвечающих излученному сигналу $S_0(t)$. Для этого необходимо рассчитать спектр $E_T(\omega)$, умножить его на спектр сигнала $S_0(\omega)$ и посчитать обратное преобразование Фурье:

$$S_T(t) = FFT^{-1}(E_T(\omega) \cdot S_0(\omega)) \quad (3)$$

Получая формулу (2) мы учитывали свойства распределения энергии по апертуре антенны (диаграмму направленности). Заметим еще раз, что при формировании траекторного сигнала мы учитывали отраженный сигнал во всей полосе обзора.

Более простой моделью является модель отражения от точки поверхности. В этом случае задача рассматривается в дальней зоне радиолокатора [2]. При этом распределением поля по антенне (диаграммой направленности) пренебрегают, считают, что излучается плоская волна, а отражатель является точечным. Предположим, что излучается частотно-модулированный сигнал специального вида

$S_0(t) = \exp(j\pi\mu t^2) \exp(j2\pi f t)$, где (μ, f) - параметры сигнала. В этом случае траекторный сигнал моделируется следующим образом:

$$S(r, \varphi, \theta, t) = \vartheta(r, \varphi, \theta) \sin c \left\{ \frac{2B}{c} [r - R(t)] \right\} \times \exp \left\{ -\frac{j4\pi}{\lambda} [R_0 - Vt \sin \varphi \cos \theta - d \sin \varphi \cos \theta + R_{rand}(t)] \right\} \quad (4)$$

где r – дальность, $\vartheta(r, \varphi, \theta)$ - функция отражения (удельная ЭПР) в точке (r, φ, θ) , $R(t)$ - наклонная дальность в момент времени t , которая задается сложной зависимостью от углов и скоростей как радиолокатора, так и отражателя, c – скорость света, λ - длина волны (как и выше предполагается монохроматическая волна), (θ, φ) - угол места и азимут, d – величина, зависящая от взаимного положения приемника и передатчика, V – скорость радиолокатора относительно некоторой инерционной системы координат, R_0 - начальная наклонная дальность, B – ширина спектра, $R_{rand}(t)$ - случайные флуктуации наклонной дальности, зависящие, в основном, от флуктуаций скорости движения отражателя. Величина $R_{rand}(t)$ сложным образом зависит от движений точки отражения [2] и описывает случайные колебания этой точки.

Спектр сигнала (4) задается формулой:

$$\begin{aligned} S(r, f_a) &= F_t[S(r, t)] \\ &= \sigma_r \sin \left(c \left\{ \frac{2B}{c} [r - R(f_a)] \right\} \right) \times \exp \left\{ -\frac{j4\pi}{\lambda} \left[R_0 - \frac{d \sin \varphi \cos \theta}{2} \right] \right\} \\ &\times \sin \left(c \left[T_a \left(f_a - \frac{2}{\lambda} V \sin \varphi \cos \theta \right) \right] \right) \otimes FFT_t \left\{ \exp \left[-\frac{j4\pi}{\lambda} R_{rand}^{sea}(t) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (5)$$

Здесь σ_r - амплитуда спектра на частоте f_a , T_a - время наблюдения, символ \otimes означает свертку.

Как видно из формулы (4) сигнал зависит от функции поверхности (рельеф + шероховатость), функции отражения, скоростей движения локатора и точки (области) отражения и направления луча (азимута и угла места). Поэтому для получения модели сигнала как для модели (2), (3), так и для модели (4), (5), необходимо сформировать модель поверхности и модель функции отражения. Далее рассмотрим модели рельефа, поверхности, что особенно важно для морской поверхности, и функции отражения.

3. ОБЩАЯ МОДЕЛЬ ПОВЕРХНОСТИ

В общем случае модель поверхности включает:

- крупномасштабную модель поверхности или модель рельефа,
- мелкомасштабную модель поверхности (модель шероховатой поверхности).

Модель рельефа

Модель рельефа формируется на основе набора геодезических измерений высот. Набор таких измерений обычно аппроксимируется локально-гладкой поверхностью с помощью того или иного алгоритма.

В случае использования алгоритма триангуляции в качестве такой поверхности выступает плоскость. Другие методы аппроксимации могут использовать поверхности второго порядка или специальные функции, такие как гауссовская функция с различными параметрами.

При моделировании отражения важно не только достаточно точно аппроксимировать саму поверхность, но и ее производные по направлениям, поскольку они играют существенную роль в определении направления отражения и зоны обзора.

Особенностью модели морской поверхности является то обстоятельство, что в качестве рельефа рассматривается плоскость.

Модель поверхности

Мелкомасштабная модель поверхности характеризует мелкомасштабные изменения высот и бывает двух типов: детерминированная и случайная.

Детерминированные мелкомасштабные изменения обычно стационарны во времени (по крайней мере, за время зондирования) и относятся, в большинстве случаев, к объектам человеческой деятельности: городская застройка, предприятия и прочие здания, дороги и другие участки человеческой деятельности.

Случайные изменения обычно характеризуют естественную среду, отражающие свойства которой меняются со временем: в процессе зондирования, зависят от погоды (силы ветра, времени года и т.д.). К таким поверхностям относят лес, пашню, поле и другие участки земной и водной поверхности, характеризующиеся случайной текстурой. Моделируются такие поверхности как случайные поля различной структуры. В зависимости от соотношения длины волны зондирующего сигнала и размеров отражающих элементов на поверхности (размер листьев, самих растений и т.д.) рассматриваются либо дельта-коррелированные случайные поля, либо поля с корреляционной функцией заданного вида. Для моделирования различных растительных покровов чаще используются δ-коррелированные по пространству модели. Состояние морской поверхности характеризуется видом корреляционной функцией по пространству и времени.

В случае земной поверхности модель рельефа и мелкомасштабная модель обычно накладываются друг на друга.

4. МОДЕЛЬ ОТРАЖЕНИЯ

Отражение от точки на поверхности может быть зеркальным и диффузным.

При зеркальном отражении падающая волна частично отражается, частично преломляется, при этом коэффициент преломления зависит от соотношения показателей преломления сред. Именно он определяет энергию отраженной волны по отношению к падающей.

Если отражение диффузное, то отражение происходит во все стороны. Реальные поверхности естественного и искусственного происхождения создают одновременно и зеркальное и диффузное отражение.

Если элемент разрешения велик по отношению к длине волны облучения и содержит множество «элементарных отражателей», то диффузное отражение моделируется гауссовским распределением с нулевым средним, а дисперсия определяется удельным ЭПР элемента разрешения и его размером. При этом амплитуда элемента фона распределена по закону Релея.

Если элемент разрешения содержит небольшое количество элементарных отражателей (такое возможно, например, для морской поверхности), то распределение функции отражения уже не будет гауссовским. Для таких поверхностей в качестве моделей функции отражения используются, в основном, модели с тяжелыми хвостами: K -распределение, модели смеси распределений и т.д.

5. МОДЕЛЬ РАДИОЛОКАТОРА, МОДЕЛЬ ДВИЖЕНИЯ

Понятно, что доля отражения от поверхности, попадающая на приемную антенну определяется как свойствами поверхности, так и взаимным расположением радиолокатора и зондируемой точки поверхности. Кроме того, технические особенности радиолокатора, такие как вид излучаемого сигнала, уровень шумов, расположения антенны относительно траектории движения и т.д. также наряду с другими факторами

определяют вид принимаемого отраженного сигнала. Кроме того, в случае построения радиолокационного изображения существенными оказываются траектория движения (точность ее измерения, тип) и тип обзора. Все это должно быть учтено при построении модели.

6. СОСТОЯНИЕ СРЕДЫ

Построение модели, поведение которой согласовано с изменениями состояния среды является, пожалуй, самой сложной задачей моделирования.

Физический процесс отражения электромагнитной волны от поверхности зависит от множества разнородных факторов, и эта зависимость должна быть учтена при формировании модели траекторного сигнала.

Так при формировании модели поверхности необходимо учитывать зависимость модели от:

- скорости ветра, влияющей на изменчивость текстуры поверхности;
- влажности, влияющая на отражающие свойства поверхности;
- времени года, влияющее на состояние растительного покрова, водной поверхности и т.д.;
- температуры поверхности, которая также влияет на отражающие свойства различных поверхностей и т.д.

Должны быть учтены такие факторы, как соленость воды и ветер, влияющие как на отражающие свойства водной поверхности, так и на структуру этой поверхности и т.д.

Существенны также факторы, влияющие на устойчивость траектории движения, например, ветер и дождь. Если носителем радиолокатора является спутник, то существенным фактором оказывается состояние различных слоев атмосферы. Для адекватного поведения модели все (или большинство) этих факторов должны быть formalизованы и учтены в виде параметров. При этом, число параметров должно быть ограничено, иначе модель становится слишком сложной и неудобной для использования. Кроме того, и это тоже сложная задача, границы применимости модели должны быть ограничены в параметрическом пространстве.

7. ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Морская поверхность характеризуется своей изменчивостью в зависимости от состояния окружающей среды и стохастической структурой, что определяет особенности ее моделирования.

Морская поверхность, также, как и любая водная поверхность, не имеет крупномасштабного рельефа. При моделировании локальных участков морской поверхности можно пренебречь кривизной Земли и считать ее плоской.

Мелкомасштабная составляющая морской поверхности представляет собой сложную текстуру и является очень изменчивой.

Состояние морской поверхности, а также ее отражающие свойства сильно зависят от состояния окружающей среды. Например, волнение на море принято разделять на три типа: ветровое, гравитационное и капиллярное. Первый и третий тип волнения полностью определяются окружающей средой.

Чтобы отразить стохастическую структуру и изменчивость морской поверхности для ее моделирования используют различные модели случайных полей. Чаще всего рассматриваются линейные стохастические модели вида авторегрессия – скользящее среднее, позволяющие представить морскую поверхность в виде суммы конечного числа

колебаний со случайными параметрами. Рассматриваются два типа таких моделей – спектральные и корреляционные.

Спектральные модели позволяют описать структуру поверхности путем построения частотного и углового спектров, соответствующих экспериментальным данным. Обычно предполагается, что спектр может быть факторизован, т.е. может быть представлен в виде произведения частотного и углового спектров. В качестве частотного спектра чаще всего используется спектр Пирсона-Московица, а в качестве углового – спектр Дарбишайра.

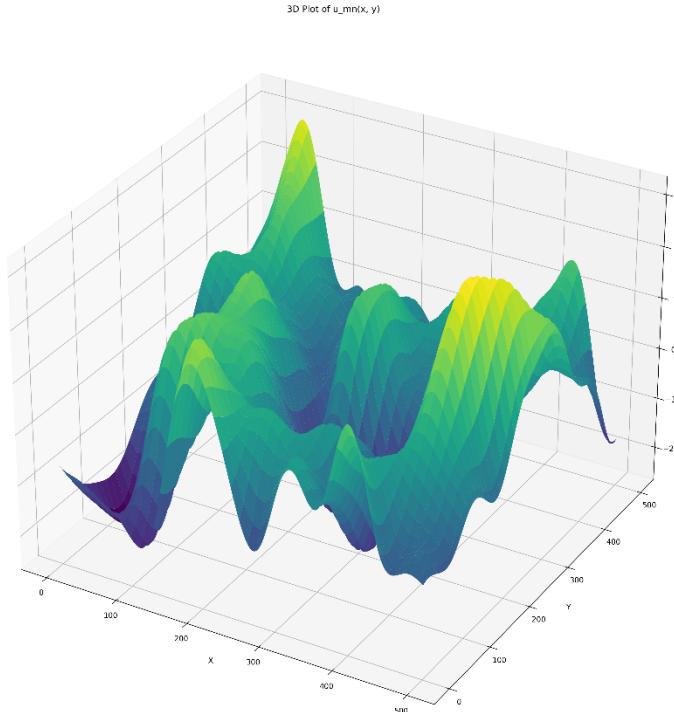


Рис. 1 Спектральная модель морской поверхности

Корреляционный подход использует не спектральное, а временное представление модели, а в качестве исходных данных для оценки параметров – выборочную корреляционную функцию. Оценки параметров находятся с помощью решения системы уравнений Юла-Уокера.

Второй подход представляется более громоздким, однако его проще реализовать на экспериментальных данных.

Как и в общем случае, модель сигнала, отраженного от морской поверхности, включает соответствующие «подмодели»:

1. модель поверхности,
2. модель отражения,
3. модель радиолокатора,
4. модель движения носителя, а также режим обработки,
5. блок, описывающий состояние среды (погодные условия, состояние ионосферы и т.д.).

Рассмотрим их особенности при моделировании морской поверхности.

8. МОДЕЛЬ ОТРАЖЕНИЯ

Прежде всего стоит отметить, что стохастическая структура морской поверхности формирует стохастическую структуру зеркального отражения, что необходимо

учитывать при моделировании. Каждый элемент разрешения (или часть его) могут оказаться повернутыми таким образом по отношению к локатору, что приниматься будет не только диффузная, но и зеркальная составляющая отражения.

Кроме того, случайная структура самой поверхности приводит к тому, что распределение функции отражения (удельной ЭПР) нельзя считать гауссовским. Для моделирования такой функции отражения в литературе было предложено большое количество моделей, начиная с различных распределений семейства Гамма и кончая моделями смеси распределений. Наиболее обоснованным кажется использование для описания удельной ЭПР морской поверхности семейство K -распределений, подробно изученное в работе [3].

Следует отметить, что одной из важных и трудно решаемых задач является параметризация модели отраженного сигнала. На практике желательно (и обязательно) иметь возможность управлять поведением модели, варьируя определенный набор параметров. При этом параметры должны определяться понятными и легко измеримыми величинами, такими как температура воздуха, температура воды, скорость ветра, влажность, соленость и т.д.

Второе замечание касается получения экспериментальных данных. Следует отметить, что при моделировании морской поверхности могут быть использованы как оптические, так и радиолокационные изображения, поскольку значение интенсивности в точке для таких изображений, с учетом ракурса, связана с высотой точки, относительно опорной плоскости.

9. МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Моделирование радиолокационных и оптических изображений морской поверхности является гораздо более простой задачей, чем моделирование отраженного сигнала по следующим причинам: при получении изображения мы теряем информацию об используемом сигнале, движении носителя и т.д., но сохраняем информацию о длине волны и ракурсе. При построении изображения мы, чаще всего, получаем его в дискретном виде.

Сказанное позволяет не формировать сложную модель траекторного сигнала на входе приемника с дальнейшей его обработкой, а использовать модель случайных полей напрямую, сразу формируя модель изображения.

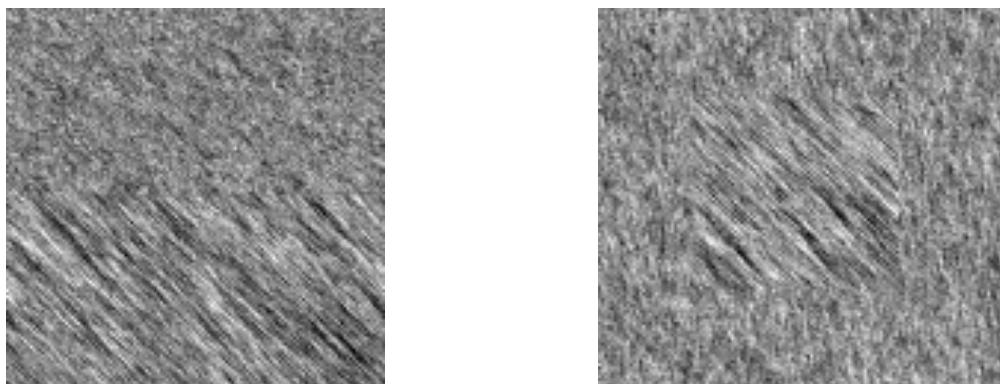


Рис. 2 Модель АРСС изображений морской поверхности

Для этого можно использовать те же модели случайных полей, что предлагаются для построения модели поверхности, напрямую. Кроме АРСС моделей случайных полей для построения моделей изображений морской поверхности предлагается аппарат

марковских-гиббсовских случайных полей. В частности, такие модели были рассмотрены в работах [4].

10. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Моделирование, сигнала, отраженного от морской поверхности, является сложной и громоздкой задачей, однако актуальной при решении различных задач ДЗЗ, в частности, распознавания объектов на поверхности моря. Оно позволяет корректно описать принимаемый сигнал, отраженный от земной поверхности, сымитировать экспериментальные данные и уменьшить необходимость длительных и дорогостоящих натурных экспериментов. Моделирование сигнала, отраженного от морской поверхности, позволяет описать распространение сигнала в зависимости от конечного набора параметров, характеризующих состояние окружающей среды, движения носителя и используемых методов обработки сигнала в радиолокаторе, симулируя процесс получения реальных данных. Предлагаемая модель состоит из блоков, реализующих модель поверхности, функцию отражения, структуру отражения, траекторию движения и работу радиолокатора, а также состояние среды поэтому модель, вообще говоря, является универсальной и может быть расширена для описания конкретной ситуации и конкретных условий.

В случае, когда имитация физического процесса излучения, распространения и приема сигнала не требуется, можно моделировать не принимаемый сигнал, а непосредственно изображение поверхности земли, в частности, морскую. В этом случае, как и при моделировании поверхности, используются соответствующим образом параметризованные модели случайных полей. В этом случае модель получается менее громоздкой, но перестает быть универсальной.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Москва: Радиотехника, 2005. – 368 с.
2. Penghui Huang; Zihao Zou; Xiang-Gen Xia; Xingzhao Liu; Guisheng Liao; Zhihui Xin. Multichannel Sea Clutter Modeling for Spaceborne Early Warning Radar and Clutter Suppression Performance Analysis. // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. Vol. 59, Issue: 10. - October 2021. - p. 8349–8366.
3. Watts S. The Modeling of Radar Sea Clutter. A Thesis Submitted to the University of Birgingham for the Degree of Doctor of Science. Birmingham: University of Birmingham. - 2013.
4. Подоплёнкин Ю. Ф., Шепета Д. А., Ненашев В. А. Моделирование входных сигналов бортовой РЛС, обусловленных отражениями зондирующего сигнала от подстилающих поверхностей земли и моря // Морской вестник. №4 (60). - декабрь 2016. - с. 69-72.

REFERENCES

1. Kondratenkov G. S., Frolov A.U. Radiovision. Earth remote sensing radar systems. Moscow: Radiotekhnika, 2005. – 368 pp.
2. Penghui Huang; Zihao Zou; Xiang-Gen Xia; Xingzhao Liu; Guisheng Liao; Zhihui Xin. Multichannel Sea Clutter Modeling for Spaceborne Early Warning Radar and Clutter

- Suppression Performance Analysis. // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. Vol. 59, Issue: 10. - October 2021. - p. 8349–8366.
- 3. Watts S. The Modeling of Radar Sea Clutter. A Thesis Submitted to the University of Birgingham for the Degree of Doctor of Science. Birmingham: University of Birmingham. - 2013.
 - 4. Podoplekin Yu. F., Shepetko D. A., Nenashev V. A. Modeling of input signals of airborne radar, due to reflections of the probing signal from the underlying surfaces of the earth and the sea // Morskoy vestnik. №4 (60). - December 2016. - Pp. 69-72.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ КЛАСТЕРИЗАЦИИ ПРИ ОБРАБОТКЕ СПУТНИКОВЫХ СНИМКОВ

Н. В. Гомзов, К. А. Слезин

ФГБОУ ВО «Тамбовский государственный технический университет» (ТГТУ), Тамбов,
Россия

Аннотация. В статье рассматриваются методы кластеризации данных, применяемые для обработки нечеткой информации, с акцентом на их использование в задачах анализа ландшафтов. Основное внимание уделено методам K-means и Fuzzy C-means (FCM), которые позволяют выявлять скрытые структуры в данных и учитывать неопределенность, характерную для природных объектов. Приведены примеры реализации алгоритмов на языке Python, демонстрирующие их применение для кластеризации спутниковых изображений. Проведено сравнение методов, выделены их преимущества и ограничения. Метод FCM показал себя как более гибкий и точный инструмент для анализа данных с размытыми границами, что делает его перспективным для использования в сельском хозяйстве, лесоводстве и экологическом мониторинге.

Ключевые слова: кластеризация, нечеткая информация, K-means, Fuzzy C-means, анализ ландшафтов, спутниковые изображения, обработка данных.

COMPARATIVE ANALYSIS OF CLUSTERING METHODS FOR PROCESSING SATELLITE IMAGES

N. V. Gomzov, K. A. Slezin

Tambov State Technical University (TSTU), Tambov, Russia

Abstract. The article discusses data clustering methods used for processing fuzzy information, with a focus on their application in landscape analysis tasks. Special attention is given to the K-means and Fuzzy C-means (FCM) methods, which allow for the identification of hidden structures in data and account for the uncertainty inherent in natural objects. Examples of algorithm implementations in Python are provided, demonstrating their application for clustering satellite images. A comparison of the methods is conducted, highlighting their advantages and limitations. The FCM method has proven to be a more flexible and accurate tool for analyzing data with blurred boundaries, making it promising for use in agriculture, forestry, and environmental monitoring.

Keywords: clustering, fuzzy information, K-means, Fuzzy C-means, landscape analysis, satellite imagery, data processing.

1. ВВЕДЕНИЕ

В условиях стремительного развития технологий возрастает необходимость в получении точной и актуальной информации о погодных условиях и характеристиках местности. Однако доступные данные нередко содержат пробелы, неточности или неопределенности, обусловленные погрешностями измерений, недостаточным объемом информации или сложностью исследуемого объекта. В таких случаях традиционные методы анализа данных могут оказаться недостаточно эффективными для обеспечения высокой точности и достоверности результатов.

Одним из возможных решений этой проблемы является использование методов обработки нечеткой информации. Нечеткая информация относится к данным, содержащим неопределенность или двусмысленность. Она может быть представлена в виде нечетких

множеств, нечетких отношений или нечетких правил. Применение методов обработки нечеткой информации позволяет учитывать неопределенность и двусмысленность данных, что ведет к более точным и надежным результатам анализа.

Классификация нечеткой информации о местности может быть использована для решения задач в сельском хозяйстве и лесоводстве. Классификация нечеткой информации представляет собой процесс разделения данных на группы или категории на основе определенных критериев. Это обеспечивает более точное описание и понимание характеристик нечеткой информации, что может быть полезно при принятии решений в условиях неопределенности.

Кластеризация данных – это процесс группировки объектов или наблюдений на основе их сходства или близости. Этот аналитический метод позволяет выявлять структуры и закономерности в больших объемах информации без необходимости заранее определенных категориях или метках.

Основная цель кластеризации – разделить данные на группы (кластеры) таким образом, чтобы объекты в одном кластере были более похожи друг на друга, чем на объекты в других кластерах. Этот метод широко применяется в различных областях, включая маркетинг для сегментации клиентов, научные исследования в биологии и экологии, а также обработку изображений для выявления объектов на изображениях или видео.

Существует несколько алгоритмов кластеризации, каждый из которых имеет свой подход.

- K-means – разбивает данные на K кластеров, минимизируя внутрикластерное расстояние.
- Fuzzy C-means (FCM) – позволяет объектам частично принадлежать нескольким кластерам с разной степенью уверенности.
- Иерархическая кластеризация – строит древовидную структуру кластеров, отображая их иерархию.
- DBSCAN – обнаруживает кластеры разной плотности и может выделять шумовые точки.
- Mean Shift – динамически определяет количество кластеров, смешая центры в зоны высокой плотности.
- Спектральная кластеризация – использует методы линейной алгебры для разбиения данных на основе их связей.
- Gaussian Mixture Model (GMM) – представляет данные как смесь нескольких нормальных распределений, учитывая перекрытие кластеров.
- Affinity Propagation – определяет кластеры на основе схожести объектов без необходимости задавать их число.
- Метод главных компонент (PCA-based clustering) – снижает размерность данных, упрощая их последующую кластеризацию.

Методы K-means и Fuzzy C-means наиболее широко применяются благодаря своей простоте, вычислительной эффективности и гибкости. K-means популярен в задачах, где важно чёткое разделение данных на группы, а его быстрая сходимость делает его подходящим для обработки больших объемов информации. Fuzzy C-means, в свою очередь, удобен в ситуациях, когда объекты могут частично принадлежать нескольким кластерам, что особенно полезно при анализе размытых границ между группами.

2. МЕТОД K-MEANS

Метод k-средних является одним из наиболее распространенных алгоритмов кластеризации, основанным на минимизации внутрикластерного разброса данных. Данный алгоритм находит разбиение множества объектов на k кластеров таким образом, чтобы

объекты внутри одного кластера были схожи, а объекты из разных кластеров существенно различались. Формально, пусть дано множество $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$, где каждый объект представлен в виде d -мерного вектора. Задача кластеризации заключается в нахождении k подмножеств C_1, C_2, \dots, C_k , таких что минимизируется сумма квадратов расстояний между объектами и их соответствующими центроидами. Величина, определяющая качество разбиения, записывается в виде целевой функции

$$J = \sum_{i=1}^k \sum_{x \in C_i} (x - \mu_i)^2, \quad (1)$$

где μ_i – центройд i -го кластера, вычисляемый как среднее арифметическое всех точек данного кластера по формуле

$$\mu_i = \frac{1}{|C_i|} \sum_{x \in C_i} x. \quad (2)$$

Алгоритм работы метода состоит из нескольких итеративных шагов. На первом этапе происходит инициализация центроидов, которая может выполняться случайным образом либо с применением стратегий оптимального выбора начальных точек. Далее каждый объект множества данных привязывается к ближайшему центру кластера, что формально выражается следующим правилом:

$$i = \arg \min_j (x - \mu_j)^2 \quad (3)$$

После назначения объектов кластерам выполняется обновление центроидов, которое заключается в пересчете их положения как среднего арифметического значений всех точек, принадлежащих кластеру. Данный процесс продолжается до тех пор, пока изменения центроидов между последовательными итерациями не станут незначительными либо не будет достигнуто заранее заданное условие остановки, связанное с числом итераций.

Кластеризация предоставляет значительные преимущества, раскрывая скрытые структуры в данных, что может быть полезно для анализа и принятия решений. Она позволяет обрабатывать большие наборы данных и извлекать полезные инсайты, делая ее мощным инструментом для организации данных.

Однако кластеризация также сталкивается с проблемами, такими как определение оптимального количества кластеров, чувствительность к шуму и выбросам, а также необходимость предварительной обработки данных. В целом, кластеризация данных является надежным методом, который помогает организовывать и интерпретировать сложные наборы данных, выявляя значимые закономерности и структуры.

Во многих реальных приложениях, особенно в сельском хозяйстве и лесоводстве, данные, доступные для принятия решений, часто содержат значительное количество неопределенности. Эта неопределенность может возникать из-за ошибок измерений, пробелов в данных или сложностей, связанных с природной средой. Традиционные математические и статистические модели часто оказываются недостаточными при работе с такой неопределенностью, поскольку они основаны на точных входных данных и детерминированных правилах.

Например, можно рассмотреть задачу кластеризации типов ландшафта в системе мониторинга окружающей среды. Вместо жесткого разделения территории на четко определенные категории, такие как "лес", "поле" или "водоем", метод K-means позволяет выявлять естественные группы точек данных на основе их характеристик. Например, пиксели спутникового изображения могут быть сгруппированы по схожести значений спектральных каналов, отражающих уровень влажности, растительности и типа почвы. Это дает возможность учитывать плавные переходы между разными типами ландшафта, что особенно полезно при анализе экологических зон и выявлении деградации почв.

Для решения задачи кластеризации данных о ландшафте был реализован алгоритм K-means (листинг 1).

Листинг 1. Реализация метода K-means с помощью python

```

import cv2
import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt
from sklearn.cluster import KMeans

# Загрузка спутникового изображения
image = cv2.imread("landscape.png") # Загружаем изображение
image = cv2.cvtColor(image, cv2.COLOR_BGR2RGB) # Преобразуем в RGB
pixels = image.reshape(-1, 3) # Преобразуем в список пикселей

# Применение K-means
k = 4 # Количество кластеров (примерное число типов ландшафта)
kmeans = KMeans(n_clusters=k, random_state=42, n_init=10)
kmeans.fit(pixels)
segmented_image = kmeans.labels_.reshape(image.shape[:2]) # Преобразуем обратно в изображение

# Отображение результатов
plt.figure(figsize=(10, 5))
plt.subplot(1, 2, 1)
plt.imshow(image)
plt.title("Оригинальное изображение")

plt.subplot(1, 2, 2)
plt.imshow(segmented_image, cmap="jet")
plt.title("Кластеризованное изображение")
plt.show()

```

На рисунке 1 представлен результат работы алгоритма, описанного в листинге 1.

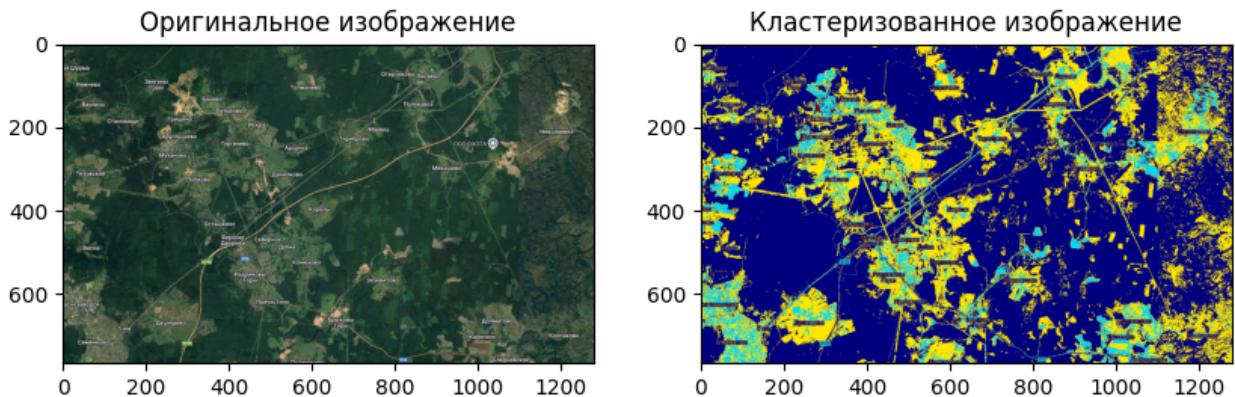


Рис. 1. Результат работы алгоритма K-means

3. МЕТОД FUZZY C-MEANS

Метод нечеткой кластеризации C-means (Fuzzy C-means, FCM) является обобщением K-means, в котором каждый объект данных может принадлежать сразу к нескольким кластерам с разной степенью принадлежности. Это делает FCM полезным в задачах, где границы между кластерами размыты, например, при обработке изображений или

анализе данных с неопределенностью. Основные идеи FCM заключаются в том, что каждая точка данных имеет степень принадлежности к каждому кластеру, а не жесткое назначение в один кластер, а функция принадлежности определяется значением от 0 до 1, которое показывает, насколько сильно точка принадлежит определенному кластеру. Итеративное обновление центров кластеров выполняется с учетом всех точек, взвешенных по их принадлежности.

Метод FCM минимизирует взвешенное расстояние между точками данных и центрами кластеров по функции цели:

$$J_m = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^C u_{ij}^m \cdot d_{ij}^2, \quad (4)$$

где N – количество объектов (точек данных), C – количество кластеров, u_{ij} – степень принадлежности точки x_i к кластеру j , $m > 1$ – параметр размытости (обычно $m = 2$), d_{ij} – евклидово расстояние между точкой x_i и центром кластера c_j .

На каждой итерации алгоритм обновляет степень принадлежности каждой точки кластерам по формуле:

$$u_{ij} = \frac{1}{\sum_{k=1}^C \left(\frac{d_{ik}}{d_{ik}} \right)^{\frac{2}{m-1}}}, \quad (5)$$

где d_{ij} – евклидово расстояние между точкой x_i и центром кластера c_j . После пересчета степеней принадлежности центры кластеров обновляются следующим образом:

$$c_j = \frac{\sum_{i=1}^N u_{ij}^m \cdot x_i}{\sum_{i=1}^N u_{ij}^m} \quad (6)$$

Этот процесс повторяется до сходимости, то есть пока изменение функции цели J_m не станет меньше заданного порога.

Алгоритм FCM включает следующие шаги: инициализацию начальных центров кластеров, вычисление степеней принадлежности, обновление центров кластеров и проверку условия остановки, если изменения центров кластеров меньше порога ε то работа завершается, иначе итерации продолжаются.

Метод FCM применяется в обработке изображений, например, при сегментации областей на спутниковых снимках или медицинских изображениях (МРТ), в анализе данных для классификации размытых категорий, таких как медицинские диагнозы или экономические зоны, а также в биоинформатике, например, для выделения групп схожих генов.

Основное отличие FCM от K-means заключается в том, что K-means жестко относит точку только к одному кластеру, тогда как FCM допускает размытые границы, позволяя точке принадлежать нескольким кластерам с разными степенями принадлежности. Это делает FCM более гибким при анализе сложных данных с неопределенностью, но в тоже время он требует больших вычислительных ресурсов.

Для решения задачи кластеризации данных о ландшафте был реализован алгоритм FCM (листинг 2).

Листинг 2. Реализация метода FCM с помощью python

```
import cv2
import numpy as np
import skfuzzy as fuzz
import matplotlib.pyplot as plt

# Загрузка спутникового изображения
image = cv2.imread("landscape.png") # Загружаем изображение
image = cv2.cvtColor(image, cv2.COLOR_BGR2RGB) # Преобразуем в RGB
pixels = image.reshape(-1, 3).T # Преобразуем в список пикселей
# Транспонируем для FCM
```

```

# Применение Fuzzy C-Means
c = 4 # Количество кластеров
cntr, u, _, _, _, _ = fuzz.cmeans(pixels, c, m=2, error=0.005,
maxiter=1000, init=None)

# Определение окончательной кластерной метки для каждого пикселя
cluster_labels = np.argmax(u, axis=0).reshape(image.shape[:2])

# Отображение результатов
plt.figure(figsize=(10, 5))
plt.subplot(1, 2, 1)
plt.imshow(image)
plt.title("Оригинальное изображение")

plt.subplot(1, 2, 2)
plt.imshow(cluster_labels, cmap="jet")
plt.title("Кластеризованное изображение (FCM)")
plt.show()

```

На рисунке 2 представлен результат работы алгоритма, описанного в листинге 2.

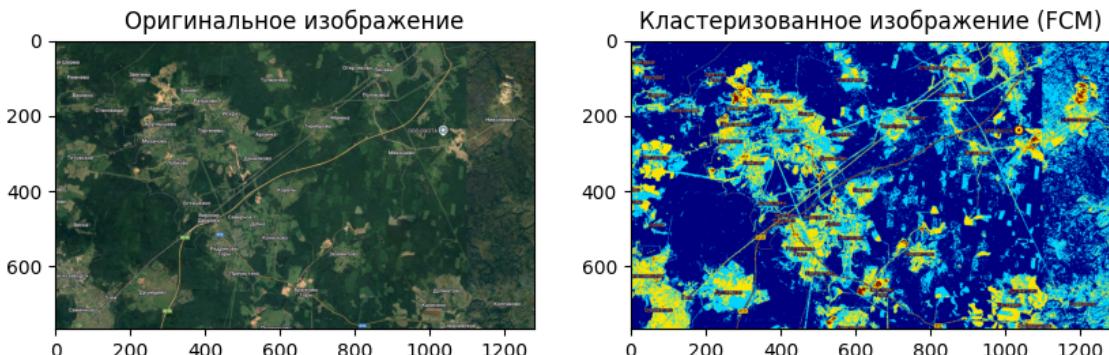


Рис. 2. Результат работы алгоритма FCM

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ различных методов кластеризации, применяемых для обработки нечетких данных, позволяет выделить их ключевые различия (табл. 1). Метод FCM демонстрирует высокую гибкость и точность при анализе природных объектов с размытыми границами классов. В то же время традиционные подходы, такие как K-means, имеют определенные ограничения в подобных условиях.

Таблица 1. Итоговое сравнение методов кластеризации

Метод	Тип принадлежности	Устойчивость к шуму	Вычислительная сложность	Работа с размытыми границами	Подходит для нечетких данных
FCM	Нечеткая	Высокая	Средняя	Отличная	Да
K-means	Жесткая	Низкая	Низкая	Плохая	Нет

Таким образом, метод FCM представляет собой перспективный инструмент для анализа ландшафтов, поскольку позволяет учитывать плавные переходы между различными зонами и формировать интерпретируемые правила на основе нечетких данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Gomzov N., Yagodkin A. Processing of graphic and lexical information for landscapes of knowledge bases // International Scientific Forestry Forum 2024: Forest Ecosystems as Global Resource of the Biosphere: Calls, Threats, Solutions, 2024, Vol. 145.
2. Казиев Г.З., Курдюков В.В. Модели и методы кластеризации больших данных для их анализа // Инновации в формировании стратегического вектора развития фундаментальных и прикладных научных исследований: сборник науч. статей Междунар. науч.-практ. конф., 2015. – С. 113-116.
3. Морозов, С.М. Метод самоорганизации нейро-нечетких систем для настройки устройств и классификации // XXIV Международная конференция по мягким вычислениям и измерениям, 2021. – Т.1. – С. 145-148.
4. Чернобаев, И.Д, Носков К.М. Нейро-нечеткая система классификации состояний объектов сложной структуры // Информационные системы и технологии ИСТ-2021: сборник материалов XXVII Международной научно-технической конференции Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, 2021. – С. 765-770.

REFERENCES

5. Gomzov N., Yagodkin A. Processing of graphic and lexical information for landscapes of knowledge bases // International Scientific Forestry Forum 2024: Forest Ecosystems as Global Resource of the Biosphere: Calls, Threats, Solutions, 2024, Vol. 145.
6. Kaziev G.Z., Kurdyukov V.V. Big data clustering models and methods for their analysis // Innovations in the formation of a strategic vector for the development of fundamental and applied scientific research: articles of the International Scientific and Practical Conference, 2015. – P. 113-116.
7. Morozov S.M. A method of self-organization of neuro-fuzzy systems for device configuration and classification // XXIV International Conference on Soft Computing and Measurements, 2021. – Vol. 1. – P. 145-148.
8. Chernobaev I.D, Noskov K.M. Neuro-fuzzy classification system for classification of the states of objects of complex structure // Information systems and technologies IST-2021: proceedings XXVII International science-technique conference Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev, 2021. – P. 765-770.

МЕТОДЫ ПОСТОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В СУБПИКСЕЛЬНЫХ АЛГОРИТМАХ СОВМЕЩЕНИЯ КАДРОВ

Ю. С. Радченко, О. А. Серебрянникова

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе рассмотрено GDCT преобразование изображений для целей субпиксельного сдвига блоков и масштабирования кадров. Исследовано влияние вторичной дискретизации (сэмплирования) на качество восстановленного изображения. Получены значения критериев качества изображений PSNR и MSSIM после постобработки. Определены оптимальные значения параметров сэмплирования «вверх» и «вниз». Исследованы алгоритмы подавления блочности в изображениях. Получены численные оценки искажений и рекомендован новый алгоритм GDCT-debloc.

Ключевые слова. обобщенное косинусное (чебышевское) преобразование – GDCT, сэмплирование, субпиксельный сдвиг кадров, постобработка изображений, деблокинг, критерии качества восстановленных изображений.

IMAGE POST-PROCESSING METHODS AND THEIR USEFULL IN SUBPIXEL ALGORITHMS OF FRAME COMBINING

Y. S. Radchenko, O. A. Serebryannikova

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. The GDCT images transformation for the purposes of subpixel block shifting and frame scaling is considered in this paper. The behavior of secondary sampling on the quality of the reconstructed image is investigated. The values of the PSNR and MSSIM image quality criteria after postprocessing were obtained. The optimal values of the sampling parameters "up" and "down" have been determined. Algorithms for suppressing blockiness in images are investigated. Numerical estimates of the distortions are obtained and a new GDCT-debloc algorithm is recommended.

Keywords: generalized cosine (Chebyshev) transformation – GDCT, sampling, subpixel frame shift, image postprocessing, deblocking, quality criteria for restored images.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные системы регистрации фото и видео изображений являются цифровыми, то есть дискретными по пространству. В то же время в процессе обработки кадров и принятия решений о положении объектов, отличии последовательностей кадров, сжатии видео и восстановлении некоторых фрагментов требуется субпиксельная точность оценки сдвига фрагментов и кадров в целом [1,2,3]. К этому также относятся вопросы «сверхразрешения», когда на основе ряда кадров низкого разрешения формируется кадр с более высоким разрешением [3]. Примером может являться восстановление вида планеты Плутон по совокупности «плохих» кадров, полученных телескопом Хаббл. Пример компенсации атмосферной турбулентности на основе субпиксельной технологии приведен в [4]. В работе [5] предложен алгоритм субпиксельной оценки сдвига фрагмента изображения. В данной работе предложен алгоритм произвольного, в том числе, субпиксельного, сдвига блоков кадра изображения на основе чебышевского преобразования GDCT [5,6,7]. Данная работа уточняет

особенности применения алгоритма GDCT для задач реализации произвольного сдвига кадров с учетом постобработки изображений.

Поскольку GDCT принадлежит к классу блочных алгоритмов обработки, в работе предложены и исследованы алгоритмы устранения блочных артефактов изображений.

2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЧЕБЫШЕВСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ - GDCT

Пусть в подобласти $\{x, y\} \in \Omega$ наблюдается поле $s!x"y\# = u!x"y\#I_\Omega!x"y\#$, представляющее собой блок пространственного сигнала. Здесь $I_\Omega!x"y\#$ - индикаторная функция блока. Блок содержит $N_x \times N_y$ пикселей. Если обозначить как $a_x!a_y$ - характерные размеры подобласти Ω и ввести нормированные переменные $z_1 = x/a_x \# z_2 = y/a_y$, $z_1, z_2 \in [-1, 1]$, то можно записать прямое и обратное преобразования $s!x"y\#$ с использованием ортогональных полиномов в виде

$$\begin{aligned} s!x"y\# &= \sum_{m,k} C_{mk} p_m(z_1) p_k(z_2), \\ C_{mk} &= \alpha \iint_{\Omega^*} s!a_x z_1 \% a_y z_2 \& p_m(z_1) p_k(z_2) dz_1 dz_2 = \\ &= \alpha \int \rho(z_1) p_m(z_1) dz_1 \int s!a_x z_1 \% a_y z_2 \& p_k(z_2) dz_2, \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь $\alpha = !\# d_m d_k$, d_m - норма ортогонального с весом $\rho(z)$ полинома.

Для последовательного вычисления интегралов в (1) целесообразно использовать квадратурную формулу гауссовского типа $\int s!z \# dz = \sum_{i=1}^N \lambda_i s!z_i \#$. Здесь z_i - нули полинома $p_N!z$, ортогонального с весом $\rho!z$; λ_i - числа Кристоффеля. Узлы и веса $\{z_i\}$, $\{\lambda_i\}$ однозначно определяются видом полинома $p_N!z$. Соотношения (1) являются общими для разложения по произвольной системе ортогональных полиномов. Для полиномов Чебышева с нормированным интервалом $z \in [-1, 1]$ прямое и обратное преобразования имеют вид

$$\mathbf{C} = \Phi \mathbf{S} \Phi^T, \quad \mathbf{R} = \Psi^T \mathbf{C} \Psi.$$

$$\Phi = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \begin{bmatrix} \sqrt{1/\#} \\ *+,%\atop{-} \frac{\%&!\#(}{}) \end{bmatrix} \quad \Psi = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \begin{bmatrix} \sqrt{1/\#} \\ '(\)^{*+} \cdot, -"(\)^{*\$%/-} + \delta L \end{bmatrix}, \quad (2)$$

Согласно (2), точки отсчета - сэмплы $z_i = !\#(\pi\$ + \%&/(N))$ изображения $s!z$ берутся неравномерно в соответствии с нулями полинома Чебышева $T_N!z$. Восстановление изображения $R!z$ по M спектральным компонентам выполняется в произвольной точке $z \in [-1, 1]$, а не в периодическом наборе точек отсчета, как в DCT. При восстановлении может использоваться сетка отсчетов $z_n = !n" \#L - \$% - \$ + \delta$, где δ - субпиксельный сдвиг, $n = 0, \dots, L-1$. Если $L \neq N$ то восстановленное изображение подвергается геометрическому масштабированию. Масштабирование и субпиксельный сдвиг кадров позволяет реализовать методы оценки положения объекта в кадре с точностью до долей пикселя.

Сэмплы изображения образуют матрицу $\mathbf{S} = \left\| s_{ij} \right\| = \left\| s!x_i^"y_j^# \right\|$ размером $N \times N$. Эта матрица преобразуется в матрицу спектральных коэффициентов \mathbf{C} размером $M \times M$ с помощью прямоугольной матрицы прямого преобразования размером $M \times N$. При обратном преобразовании может использоваться прямоугольная матрица размером $L \times M$. То есть восстановленный блок $\mathbf{R} = \left\| R_{n!r} \right\|$ имеет размеры $L \times L$.

В общем случае из-за дробного вида нулей полиномов Чебышева z_i , $i=1..N$, элементы матрицы \mathbf{S} – сэмплы не совпадают со значениями изображений в исходных пикселях. Заметим, что в DCT все матрицы преобразований квадратные размером ($N! \times M = N \times N = M \times M$).

Для определения положения сэмпла надо производить интерполяцию цифрового изображения $s!x^"y^#$ в точках расположения нулей полиномов Чебышева по отсчетам, находящимся близи этих точек. Для этого используется четырехточечная интерполяционная формула Бесселя:

$$s(x^#y) = !\$&(s_{11} + s_{1m} + s_{m1} + s_{mm}) + !\$&(u - !\$&)(s_{m1} - s_{11} + s_{mm} - s_{1m}) + \\ + !\$&(v - !\$&)(s_{1m} - s_{11} + s_{mm} - s_{m1}) + (u - !\$&)(v - !\$&)(s_{mm} - s_{m1} - s_{1m} + s_{11})^# \quad (3)$$

где $u = x - x_!$, $v = y - y_!$, $s_{kl} = s(x_k!y_l)$, $(k!l = "!"^#)$ - значения в ближайших четырех пикселях, окружающих точку с координатами $(x!y)$.

3. ВЛИЯНИЕ СЭМПЛИРОВАНИЯ НА ТОЧНОСТЬ ВОССТАНОВЛЕНИЯ БЛОКОВ

На рисунке 1 приведены тестовые изображения: «Lena», город, пейзаж



Рис. 1. Тестовые изображения.

Они отличаются градациями цвета, яркости, наличием мелких деталей.

Влияние сэмплирования исследовалось по двум критериям: энергетическому PSNR и структурного подобия MSSIM [5]. Таблицы получены как для фиксированного числа сэмплов N при разном размере пиксельного блока $N1$, так и наоборот пиксельный блок фиксировался, а число сэмплов варьировалось.

Таблица 1. Изображение «Lena»

$N1/N, N=8$	PSNR	MSSIM	$N1/N, N1=8$	PSNR	MSSIM
5/8	34.4876	0.8297	8/5	33.3927	0.7935
6/8	35.5923	0.8861	8/6	34.1679	0.8492
7/8	35.6360	0.8916	8/7	35.3026	0.8829
8/8	35.6729	0.8905	8/8	35.6729	0.8905
9/8	35.1524	0.8821	8/9	35.8852	0.8874

10/8	34.5188	0.8597	8/10	36.3341	0.8902
11/8	33.8089	0.7992	8/11	35.6309	0.8710
12/8	33.6054	0.7730	8/12	35.5138	0.8699
13/8	33.0626	0.7404	8/13	35.2302	0.8608
14/8	32.5989	0.6951	8/14	35.0318	0.8537
N1/N, N=10	PSNR	MSSIM	N1/N, N1=10	PSNR	MSSIM
6/10	34.6835	0.8502	10/6	33.0327	0.7589
7/10	35.3576	0.8768	10/7	33.8969	0.8233
8/10	36.3341	0.8902	10/8	34.5188	0.8597
9/10	35.9710	0.8999	10/9	35.1237	0.8823
10/10	35.5051	0.8981	10/10	35.5051	0.8981
11/10	35.0806	0.8729	10/11	36.1970	0.9098
12/10	34.5857	0.8486	10/12	36.5883	0.9165
13/10	34.1655	0.8240	10/13	35.9681	0.9004
14/10	33.7804	0.8003	10/14	36.4101	0.9120
15/10	33.2638	0.7624	10/15	35.8628	0.8975
16/10	33.1036	0.7441	10/16	35.7786	0.8944
N1/N, N=12	PSNR	MSSIM	N1/N, N1=12	PSNR	MSSIM
8/12	35.5138	0.8699	12/8	33.6054	0.7730
9/12	35.7912	0.8912	12/9	34.1458	0.8137
10/12	36.5883	0.9165	12/10	34.5857	0.8486
11/12	36.2972	0.9078	12/11	35.0446	0.8690
12/12	35.6612	0.8964	12/12	35.6612	0.8964
13/12	35.2013	0.8706	12/13	36.3898	0.9152
14/12	34.5112	0.8501	12/14	36.3310	0.9146
15/12	34.2021	0.8310	12/15	36.2893	0.9136
16/12	33.9836	0.8150	12/16	37.0578	0.9276

Таблица 2. Изображение «город»

N1/N, N=8	PSNR	MSSIM	N1/N, N1=8	PSNR	MSSIM
5/8	31.9054	0.7735	8/5	31.0815	0.6608
6/8	33.2148	0.8449 !	8/6	31.6271	0.7504
7/8	32.6666	0.8217	8/7	32.2765	0.8078
8/8	32.4928	0.8294	8/8	32.4928	0.8294
9/8	32.2171	0.8132	8/9	32.8827	0.8349
10/8	31.6806	0.7617	8/10	34.0700	0.8566
11/8	31.1325	0.7169	8/11	32.7579	0.8266
12/8	31.0554	0.6935	8/12	32.9662	0.8320
13/8	30.6446	0.6020	8/13	32.4957	0.8216
14/8	30.3591	0.5679	8/14	32.3370	0.8158
N1/N, N=10	PSNR	MSSIM	N1/N, N1=10	PSNR	MSSIM
7/10	32.5595	0.8070	10/7	31.2801	0.6973
8/10	34.0700	0.8566	10/8	31.6806	0.7617
9/10	33.0824	0.8444	10/9	32.0025	0.7986
10/10	32.3740	0.8155	10/10	32.3740	0.8155
11/10	31.9584	0.8062	10/11	33.2061	0.8458
12/10	31.6657	0.7864	10/12	33.5916	0.8519
13/10	31.3390	0.7294	10/13	32.8709	0.8311

14/10	31.0785	0.6957	10/14	33.8122	0.8483
15/10	30.6957	0.6439	10/15	32.8486	0.8319
N1/N, N=12	PSNR	MSSIM	N1/N, N1=12	PSNR	MSSIM
8/12	32.9662	0.8320	12/8	31.0554	0.6935
9/12	32.8356	0.8345	12/9	31.4094	0.7498
10/12	33.5916	0.8519	12/10	31.6657	0.7864
11/12	33.3384	0.8655	12/11	32.0356	0.8117
12/12	32.7010	0.8424	12/12	32.7010	0.8424
13/12	32.0926	0.8113	12/13	33.4131	0.8653
14/12	31.5439	0.7700	12/14	33.1354	0.8634
15/12	31.2566	0.7435	12/15	33.1502	0.8587
16/12	31.1713	0.7075	12/16	34.3223	0.8826

Таблица 3. Изображение «Пейзаж»

N1/N, N=8	PSNR	MSSIM	N1/N, N1=8	PSNR	MSSIM
5/8	34.9581	0.7816	8/5	34.0732	0.7310
6/8	36.1641	0.8408	8/6	34.6976	0.7884
7/8	35.9613	0.8397	8/7	35.6770	0.8312
8/8	35.9306	0.8433	8/8	35.9306	0.8433
9/8	35.7003	0.8324	8/9	36.1099	0.8430
10/8	35.0861	0.8026	8/10	36.9562	0.8642
11/8	34.4552	0.7669	8/11	35.9972	0.8332
12/8	34.3157	0.7599	8/12	36.1898	0.8413
N1/N, N=10	PSNR	MSSIM	N1/N, N1=10	PSNR	MSSIM
6/10	35.3004	0.8037	10/6	33.8820	0.7085
7/10	35.8057	0.8285	10/7	34.4738	0.7603
8/10	36.9562	0.8642	10/8	35.0861	0.8026
9/10	36.3053	0.8529	10/9	35.4705	0.8271
10/10	35.8006	0.8435	10/10	35.8006	0.8435
11/10	35.5072	0.8212	10/11	36.4756	0.8677
12/10	35.0183	0.8094	10/12	36.9889	0.8831
13/10	34.7325	0.7670	10/13	36.2485	0.8592
14/10	34.5461	0.7687	10/14	37.0249	0.8882
15/10	34.0123	0.7215	10/15	36.4009	0.8661
16/10	33.9201	0.7225	10/16	36.4812	0.8701
N1/N, N=12	PSNR	MSSIM	N1/N, N1=12	PSNR	MSSIM
8/12	36.1898	0.8413	12/8	34.3157	0.7599
9/12	36.1491	0.8429	12/9	34.7929	0.7850
10/12	36.9889	0.8831	12/10	35.0183	0.8094
11/12	36.6618	0.8628	12/11	35.3961	0.8225
12/12	35.9937	0.8496	12/12	35.9937	0.8496
13/12	35.5702	0.8172	12/13	36.7387	0.8719
14/12	34.9849	0.7935	12/14	36.5850	0.8686
15/12	34.7816	0.7804	12/15	36.5659	0.8661
16/12	34.6563	0.7736	12/16	37.6309	0.8954

В таблицах цветом и жирным шрифтом выделены наиболее удачные комбинации N_1, N для GDCT. Наилучшие показатели наблюдаются при сэмплировании «вверх» ($\gamma = N_1/N$, $\gamma < 1$) у более монотонных изображений. Основная потеря информации в

данном случае (без использования квантования) происходит на этапе сэмплирования «вниз», и в дальнейшем приходится восстанавливать недостающие пиксели интерполяцией, которая вносит дополнительные искажения.



Рис.2. Серии изображений, демонстрирующих результат сэмплирования «вниз» и «вверх» с указанием значений критерия MSSIM.

На серии изображений, представленных на рисунке 2, приведены некоторые варианты сэмплирования «вниз» и «вверх» с указанием значений критерия MSSIM, который более адекватен человеческому восприятия качества изображения.

Как можно заметить из рисунка 2, для восстановленных изображений данного алгоритма сказывается эффект блочности. Критерий MSSIM показывает худшее восстановление для высокочастотных областей из-за искажения мелких деталей блочностью. Качество увеличивается при увеличении размера блока преобразования. Чем больше блок преобразования, тем меньше влияния испытывают элементы внутри

каждого блока. Цветные изображения для обработки были преобразованы в монохромные.

Сэмплирование «вниз» ($\gamma = N_1/N$, $\gamma > 1$) целесообразно применять при сжатии изображений [7], при этом сокращается число операций. «Вверх» ($\gamma = N_1/N$, $\gamma < 1$) позволяет получать более качественные изображения. Таким образом, для субпиксельного смещения кадров целесообразно использовать именно «вверх».

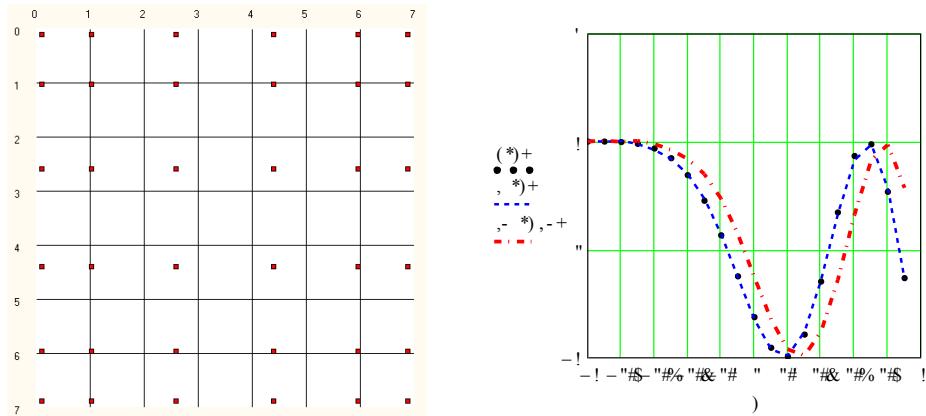


Рис. 3. Принцип чебышевского сэмплирования и субпиксельного сдвига.

При $! \leq " \$\& -$ будет реализовываться произвольный сдвиг блока. На рисунке 3 приведен пример восстановления сигнала $s''z\#=\$/\&z\#$ без сдвига (штриховая линия) и со сдвигом (штрих-пунктирная линия). Исходный сигнал на графике представлен точками с интервалом в полпикселя, сдвиг сигнала соответствует величине полпикселя. Размер матрицы преобразования $\Phi \rightarrow !\#\times\$\#$, ($\gamma = !$).

4. АЛГОРИТМЫ ДЕБЛОКИНГА

Алгоритм GDCT является блочным, поэтому возникает ряд артефактов, которые необходимо ослабить или по возможности убрать. Для того, чтобы сглаживать блочность и оставлять неизменными края объектов изображений, применяют различные алгоритмы деблокинга. Были исследованы следующие методы деблокинга: 4-х пиксельный метод, 6-ти пиксельный метод, библиотечный метод Ffdshow и новый метод GDCT-Deblc. На рисунке 4 приведены схемы границ блоков изображения размером $! \times !$ пикселей, поясняющие работу алгоритмов.

Алгоритм, реализующий 4-х пиксельный метод [1,7]. На границе блока берутся значения 4-х пикселей A_1, B_1, A_2, B_2 . Вычисляется разность пикселей $X=A_1-A_2$. Далее проверяется условие: если $|X| < T$, где T – порог блокинга, то происходит сглаживание по формулам: $B_1=B_1-X/8, A_1=A_1-X/2, A_2=A_2+X/2, B_2=B_2+X/8$. Рассматривается блок $! \times !$.

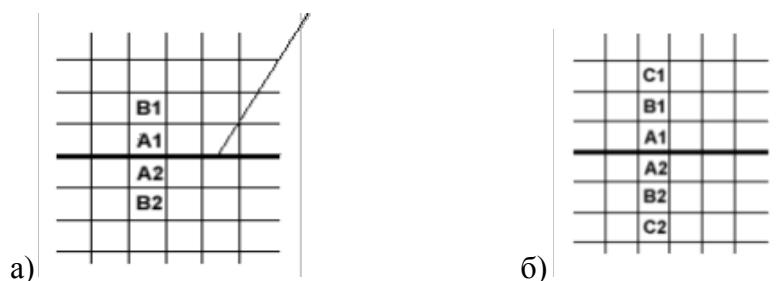


Рис. 4. Схема границы блоков изображения и положение пикселей для методов:
а) 4-х пиксельного и GDCT-Deblc, б) 6-ти пиксельного и Ffdshow.

Достоинствами данного метода являются простота реализации и малая ресурсоемкость. Недостатками являются наличие артефактов, пространственная локализованность и отсутствие адаптивности.

Для алгоритма, реализующего 6-ти пиксельный метод, вычисляется разность пикселей $X=A1-A2$. Далее проверяется условие: если $|X| < T$, где T – порог блокинга, то происходит сглаживание по формулам: $C1=C1-X/8$, $B1=B1-X/4$, $A1=A1-X/2$, $A2=A2+X/2$, $B2=B2+X/4$, $C2=C2+X/8$.

Этот метод применяется в случае более сильной блочности. Данному методу присущи те же недостатки, что и 4-х пиксельному методу.

Библиотечный метод Ffdshow [1] реализуется с помощью следующего алгоритма. Рассчитываются значения $d1=A1-B1$ и $d2=A2-B2$ (рис. 4). Осуществляется оценка силы блочности: $|d1| + |d2|$. Если $|d1| + |d2| < 5$, то при малой блочности применяется 4-х пиксельный алгоритм (при этом $T=2*T$), а при большой блочности – 6-ти пиксельный алгоритм (при этом $T=1,5*T$). Далее происходит анализ присутствия деталей и затем, если деталей нет, то обрабатываются границы выбранным алгоритмом.

Методу присуща адаптивность, а также он хорошо работает на видеопоследовательности.

Метод GDCT-Deblloc основан на аппроксимации Безье с помощью функций Бернштейна, задаваемых выражением $B = \sum_{i=0}^n P_i b_{i,n}(t)$, где где P_i - функция компонент векторов опорных вершин, а, $b_{i,n}(t) = \frac{n!}{i!(n-i)!} t^i (1-t)^{n-i}$ - базисные функции Бернштейна, где n — степень полинома, i — порядковый номер опорной вершины. Применяя данные формулы, получаем, что сглаживание происходит только по 2-м точкам на границе блока, две другие остаются неизменными: $B1=B1$, $A1=(8*B1+12*A1+6*A2+B2)/27$, $A2=(B1+6*A1+12*A2+8*B2)/27$, $B2=B2$.

Метод GDCT-Deblloc – более прост по сравнению с методом Ffdshow, менее трудоемок, обладает адаптивностью и хорошо работает на видеопоследовательностях.

Алгоритмы деблокинга были проверены на различных изображениях. Показатели PSNR для изображений разного типа представлены в таблицах 4 и 5.

Таблица 4. Сильное сжатие

PSNR	4 пикс.	6 пикс.	FfdShow	GDCT-deblloc -Безье 3го порядка	GDCT-deblloc -Безье 5го порядка
Портрет	28.658	28.570	28.675	28.889	28.738
Пейзаж	28.401	28.322	28.339	28.577	28.502

Таблица 5. Слабое сжатие

PSNR	4 пикс.	6 пикс.	FfdShow	GDCT-deblloc -Безье 3го порядка	GDCT-deblloc -Безье 5го порядка
Портрет	30.675	30.636	30.683	30.958	30.656
Пейзаж	30.154	30.118	30.018	30.393	30.218

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из таблиц 4 и 5 видно, что предложенный алгоритм GDCT-deblloc дает наилучшие результаты, по критерию PSNR. Аналогичные результаты были получены и для критерия MSSIM. Тестовый проход алгоритма со всеми порогами по 100 картинкам выявил что лучший результат деблокинга достигается при пороге $T = 90$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дворкович В. П. Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика). М.: Техносфера, 2012. – 1008 с.
2. Алпатов Б. А., Бабаян П. В., Степашкин А. И., Балашов О. Е. Системы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление. М.: Радиотехника, 2008. – 176 с.
3. Сирота А. А., Иванников А. Ю. Адаптивные алгоритмы построения сверхразрешения на основе обработки последовательности изображений // Оптический журнал, 2017, Т. 84, № 5. – С. 38-45.
4. Pang J., Fang L., Zeng J., Guo Y., Tang K. Subpixel-Based Image Scaling for Grid-like Subpixel Arrangements: A Generalized Continuous-Domain Analysis Model // IEEE Trans. on Image Processing, 2016, V. 25, № 3. – Pp. 1017 –1032.
5. Radchenko Yu. S., Masharova, O. A. New methods of forming and measurement of sub-pixel shift of digital images // Computer Vision in Control Systems: Advances in Practical Application, Springer, 2019, №6. – Pp. 7-24.
6. Радченко Ю. С. Метод сжатия и восстановления изображений на основе быстрых чебышевских преобразований // Автометрия, 2002, № 4. – С. 32-40.
7. Радченко Ю. С., Булыгин А. В. Алгоритмы обработки кадров в системе удаленного видеонаблюдения на базе кодека MGDCT2. // 18 международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA2016», Москва, 2016, вып. XVIII-2. – С. 665-671.

REFERENCES

1. Dvorkovich, V. P. Digital video information systems (theory and practice). M.: Technosphere, 2012. – 1008 p.
2. Alpatov, B. A., Babayan, P. V., Stepashkin, A. I., Balashov, O. E. Automatic object detection and tracking systems. Image processing and control. M.: Radiotronics, 2008. – 176 p.
3. Sirota, A. A., Ivannikov, A. Yu. Adaptive algorithms for constructing super-resolution based on image sequence processing // Optical Journal, 2017, Vol. 84, No. 5. - Pp. 38-45.
4. Pang J., Fang L., Zeng J., Guo Y., Tang K. Subpixel-Based Image Scaling for Grid-like Subpixel Arrangements: A Generalized Continuous-Domain Analysis Model // IEEE Trans. on Image Processing, 2016, V. 25, № 3. – Pp. 1017 – 1032.
5. Radchenko, Yu. S., Masharova, O. A. New methods of forming and measurement of sub-pixel shift of digital images // Computer Vision in Control Systems: Advances in Practical Application, Springer, 2019, №6. – Pp. 7-24.
6. Radchenko Yu.S. Method of image compression and recovery based on fast Chebyshev transformations // Autometry, 2002, № 4. – Pp. 32-40.
7. Radchenko, Yu. S., Bulygin, A. V. Algorithms for frame processing in a remote video surveillance system based on the MGDCT2 codec. // 18th International conference "Digital Signal processing and its application – DSPA2016", Moscow, 2016, Vol. XVIII- 2. – Pp. 665-671.

СОВМЕСТНЫЙ АНАЛИЗ КАЧЕСТВА И НАДЁЖНОСТИ МНОГОСКАЧКОВОЙ RF-FSO-RF СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ ГИПЕРРЭЛЕЕВОСТИ РАДИОЧАСТОТНЫХ СЕГМЕНТОВ

А. А. Афонин, А. С. Гвоздарев, Т. К. Артёмова, К. С. Артемов

Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова (ЯрГУ), Ярославль,
Россия

Аннотация. Проведён совместный анализ качества и надёжности беспроводной системы гибридной радио- и оптической связи с двумя ретрансляторами, соединяющими два радиоканала с оптическим между ними. Радиочастотные каналы описаны недавно представленной моделью Inverse Power Lomax, оптический канал – моделью F-Malaga-m. Функционирование системы проанализировано в условиях гиперрэлеевости. Исследованы зависимости средней вероятности ошибки и вероятности прерывания надёжного сеанса связи от параметров моделей, соответствующих различным сценариям распространения сигнала. Получены наборы параметров моделей, соответствующие качественной и одновременно надёжной связи, ситуациям, в которых необходима регулировка характеристик декодера или перестройка функционирования системы, а также условиям невозможности обеспечения надёжности даже при сниженном качестве передачи информации.

Ключевые слова: качество; надёжность; RF-FSO; ретранслятор; Inverse Power Lomax.

QUALITY AND RELIABILITY JOINT ANALYSIS OF A HYPER-RAYLEIGH MULTIHOP RF-FSO-RF SYSTEM

A. A. Afonin, A. S. Gvozdarev, T. K. Artemova, K. S. Artemov

P.G. Demidov Yaroslavl State University (YSU), Yaroslavl, Russia

Abstract. A joint analysis of the performance and reliability of a wireless hybrid radio and optical communications system with two relays connecting two RF channels with an optical channel between them. The radio frequency channels were modeled using the recently developed Inverse Power Lomax model, while the optical channel was described by the F-Malaga-M model. The system performance is analyzed in hyper-Rayleigh regime. The study examined the dependencies of the average error probability and the outage probability of a reliable communications session on the model parameters corresponding to various signal propagation scenarios. Sets of model parameter values were derived that corresponded to high-performance and reliable communication scenarios, as well as situations where adjustments to the decoder's characteristics or changes to the system's operation were necessary, and conditions where reliability could not be achieved even with reduced transmission quality.

Keywords: quality; reliability; RF-FSO; amplify-and-forward relay; Inverse Power Lomax.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современная связь в городе и пригородах осуществляется в присутствии множества устройств, создающих в традиционных радиодиапазонах плотный помеховый фон, а переотражение от большого числа стационарных и подвижных предметов осложняет приём. В то же время требования к скорости передачи растут [1]. Одной из тенденций обеспечения высокоскоростной и надёжной связи в таких условиях является вынос части

линии связи в оптический диапазон и сокращение длины пути радиосигнала на одном пролёте за счёт применения ретрансляторов [2]. Такие системы могут применяться для обеспечения, например, автомобильной связи (между устройствами, размещёнными на подвижных носителях, V2V), связи интеллектуальных транспортных систем с инфраструктурой умных дорог (V2I) и других аналогичных задач [3]. Можно использовать их и в ситуации, когда прямая видимость между источником и получателем информации отсутствует. Дополнительным достоинством при этом является возможность размещать ретранслятор на большей высоте, чем устройства источника и получателя [4], обеспечивая дополнительный пространственный разнос с наземными системами связи.

Хотя системы с ретрансляторами не новы [5, 6, 7], представляет интерес поиск новых путей прогнозирования их функционирования и анализ возможностей управления качеством и надёжностью связи. Этому может способствовать применение новых статистических моделей радио и оптического каналов, позволяющих учёт большее количество факторов или отличающихся большей вычислительной эффективностью.

Передача радиосигналов в ситуациях, когда может возникать широкий спектр физических условий распространения и большое разнообразие сценариев помеховой обстановки, в том числе связанные с ритмом жизни большого города, должно описываться одной из универсальных моделей, обладающих большой гибкостью и учитывающих подобное разнообразие в виде диапазонов изменения набора параметров модели. Одной из таких моделей является недавно предложенная модель обратного степенного распределения Ломакса (Inverse Power Lomax, IPL) [8]. Модель IPL более гибко отражает статистические характеристики каналов с затуханием, чем традиционные модели, такие как Rayleigh, Rice, Nakagami-m и др. Кроме того, она может эффективно работать в различных условиях затухания, от сильного до умеренного: регулировка параметров позволяет охватывать поведение нескольких хорошо известных моделей. Применение такой модели к описанию радиочастотных каналов RF-FSO-RF системы позволит более тщательно провести анализ её функционирования.

Представляет интерес прогнозирование достижимых свойств системы связи (в виде совместного анализа качества и надёжности связи, см., например, [9]) в наиболее тяжёлых условиях, которые принято называть режимом гиперрэлеевости и соотносить с худшими, чем в канале Рэлея показателями.

Целью работы является совместный анализ качества и надёжности RF-FSO-RF системы связи в условиях гиперрэлеевости.

Статья построена следующим образом. В разделе 2 описываются модели системы, радиочастотных и оптического каналов, работа ретранслятора. Раздел 3 посвящён условиям численного моделирования, его результатам и их обсуждению. В заключении сформулированы выводы по работе.

2. ОПИСАНИЕ МОДЕЛЕЙ

a. Модель системы связи

Пусть беспроводная система связи является гибридной из трёх участков – радиочастотного (РЧ) от источника информации S до ретранслятора R_1 , оптического, соединяющего ретранслятор R_1 с ретранслятором R_2 , и второго радиочастотного от R_2 до получателя информации D . Будем следовать традиционному подходу (см., например, [7]), при котором части гибридных систем связи описываются как отдельные системы связи, а стыковка моделей осуществляется при помощи отношения сигнал-шум (ОСШ). Сигналы и помехи будем считать независимыми. Введём γ_1 – ОСШ в радиоканале $S-R_1$, γ_2 – ОСШ в оптическом канале R_1-R_2 , γ_3 – ОСШ в радиоканале R_2-D , γ_Σ – итоговое ОСШ системы связи на входе приёмника получателя информации.

Будем предполагать, что ретрансляторы описываются моделью Ampify-and-Forward (AF), т.е. ретранслятор R_1 конвертирует сигнал, полученный в радиоканале в усиленный оптический, а R_2 – сигнал, полученный в оптическом канале, – в усиленный радиосигнал. Предполагается, что на входе каждого ретранслятора доступна информация о состоянии канала (Channel State Information, CSI), так что усиление ретрансляторов может регулироваться в зависимости от текущего ослабления сигнала в предшествующем канале. Тогда итоговое ОСШ системы может быть представлено в виде

$$\gamma_{\Sigma} = \gamma_1 \gamma_2 \dots \gamma_n \quad (1)$$

В силу зависимости итогового ОСШ гибридной системы связи от ОСШ отдельных каналов прогноз функционирования системы будет зависеть от выбора статистических моделей каналов.

6. Модель радиочастотного канала

Будем описывать радиочастотные каналы $S-R_1$ и R_2-D моделью обратного распределения Ломакса (inverse power Lomax, IPL), которая задаётся функциями плотности вероятности отношения сигнал-шум γ и интегральной функцией распределения вероятностей [8]:

$$w_{\gamma} = \frac{\alpha\beta}{U_{\alpha\beta}} \frac{\bar{\gamma}^{\beta}}{\gamma^{\beta+1}} \left(1 + \frac{1}{U_{\alpha\beta}} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\gamma} \right)^{\beta} \right)^{-\alpha} \quad (2)$$

$$F_{\gamma} = \left(1 + \frac{1}{U_{\alpha\beta}} \left(\frac{\bar{\gamma}}{\gamma} \right)^{\beta} \right)^{-\alpha} \quad (3)$$

где $\bar{\gamma}$ – среднее ОСШ, $\Gamma(\cdot)$ – гамма-функция Эйлера [10], а

$$U_{\alpha\beta} = \left(\frac{\Gamma(\alpha+\beta)}{\Gamma(\alpha)} \right)^{\beta}, \quad (4)$$

Параметрами модели являются положительные величины: параметры формы α и β , параметр масштаба $\lambda = U_{\alpha\beta}^{-1} \bar{\gamma}^{\beta}$.

в. Модель оптического канала

Для оптического канала будем использовать хорошо себя зарекомендовавшую модель Малага-М (Málaga-M) [11], описывающую в условиях слабой турбулентности и крупномасштабные, и мелкомасштабные флуктуации, а при сильной турбулентности вырождающуюся в логнормальную. На физическом уровне эта модель предполагает, что в принятом сигнале при мелкомасштабных флуктуациях присутствуют три компоненты: медленно флуктуирующая компонента прямой видимости с комплексной амплитудой $U_L = \sqrt{G} \sqrt{\Omega} e^{j\phi_L}$ и средней мощностью $\Omega = E U_L^2$ (G – параметр затенения, вещественная величина с гамма-распределением и единичным матожиданием), компонента прямого рассеяния на вихрях, лежащих на оси распространения, $U_{LS} = \sqrt{G} \sqrt{\rho b_1} e^{j\phi_{LS}}$, компонента рассеяния на внеосевых вихрях $U_S = \sqrt{1-\rho} U'_S$ (где U'_S – комплексная гауссовская случайная величина). Две последние компоненты считаются независимыми, а средняя мощность их суммы $b_s = E U_{LS}^2 + U_S^2$, $0 \leq \rho \leq 1$

≤ 1 – доля мощности U_{LS} в $"b_1"$. Фазы компонент U_L и U_{LS} считаются детерминированными.

Функция плотности вероятности освещённости зрачка приёмника описывается выражением

$$f_I \# = A \sum_{k=1}^{\beta_o} a_k I^{\frac{\alpha_o+k}{2}-1} K_{\alpha_o-k} \left(\sqrt{\frac{\alpha_o \beta_o I}{g \beta_o + \Omega}} \right), \quad (5)$$

где

$$A = \frac{\alpha_o^{\alpha_o} \Gamma(\alpha_o)}{\gamma^{\alpha_o} \Gamma(\alpha_o)} \left(\frac{g \beta_o}{g \beta_o + \Omega} \right)^{\beta_o + \alpha_o}, \quad (6)$$

$$a_k = \binom{\beta_o - k}{k} \frac{(g \beta_o + \Omega)^{\frac{k}{2}-1}}{\Gamma(k+1)} \left(\frac{\Omega}{g} \right)^k \left(\frac{\alpha_o}{\beta_o} \right)^k. \quad (7)$$

Здесь $K_v \cdot$ – модифицированная функция Бесселя второго рода порядка v , величина замираний $\beta_o = (E G)^{1/2} Var G$, α_o – положительная величина, отвечающая за эффективное количество крупномасштабных ячеек в описании процессов рассеяния [12], и обозначено $g = b_1 - \rho$, $\Omega = \Omega + \rho b_1 + \sqrt{\rho b_1 \Omega}$, $\phi_L = \phi_{LS}$.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ

Совместный анализ качества и надёжности функционирования FR-FSO-RF системы связи проводился на основе результатов численного моделирования при следующих параметрах. Параметры модели IPL радиочастотного канала: $\alpha = 1.5$, $\beta = 10\%$, параметры оптического канала: $\alpha_o = 1.5$, $\beta_o = 10\%$, $b_1 = 1.5$, $\Omega = 1.5$, $\rho = 0.5$. Параметры выбирались таким образом, чтобы: радиочастотные сегменты находились в режиме полной гиперрэлеевости (см. [8]), а оптический сегмент находился в условиях слабых флюктуаций освещённости зрачка приёмника (см. [13]). Так как система обладает пороговыми эффектами при изменение среднего соотношения сигнал-шум в одном (любом) из сегментов в силу выражения (1), будем производить дальнейший анализ для случая, когда среднее ОСШ изменяется одновременно во всех сегментах, при этом будем перестраивать его в диапазоне от -20 до 150 дБ.

Были получены графики зависимости средней вероятности ошибки \bar{P}_{err} (ABER) от вероятности прерывания сеанса связи P_{out} , соответствующие различным условиям. На рис. 1 демонстрируется влияние на качество и надёжность анализируемой системы связи порогового ОСШ, на рис. 2 – размерности сигнального созвездия QAM-модуляции.

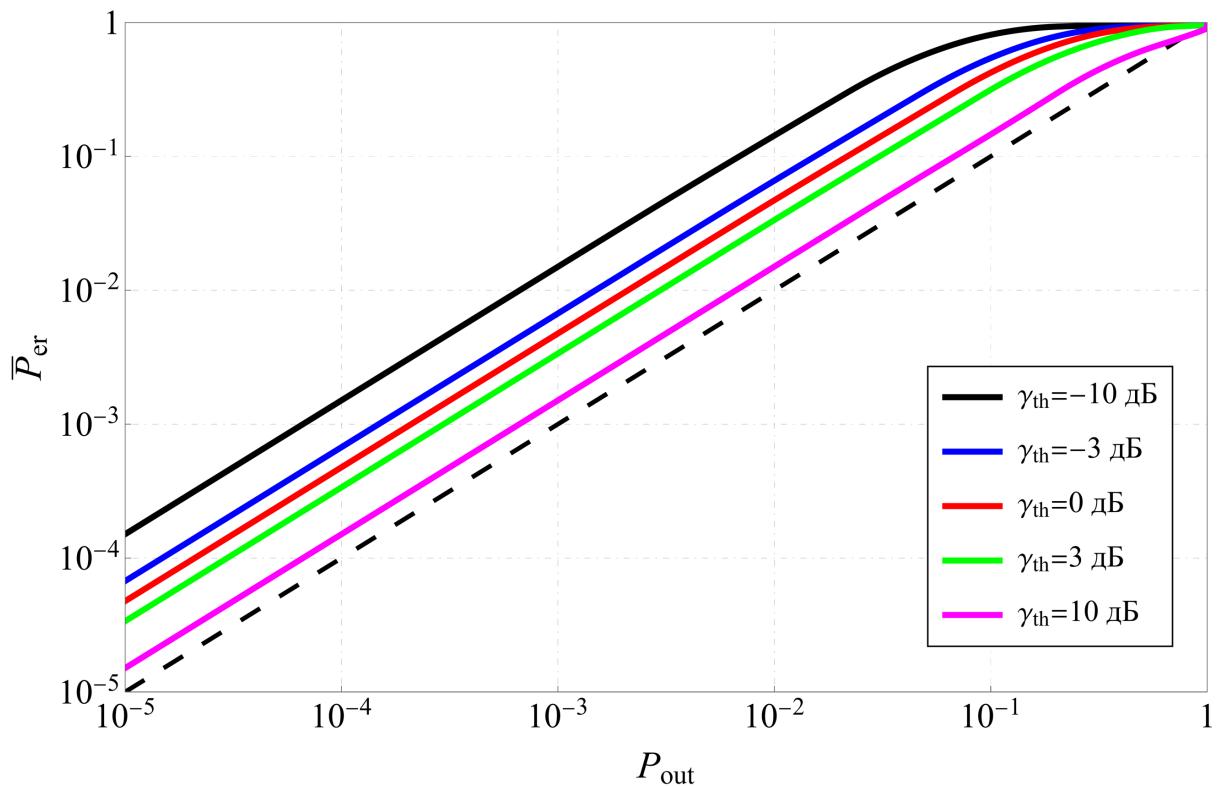


Рис. 1. Качество и надёжность RF-FSO-RF системы в зависимости от порогового ОСШ при QAM-16.

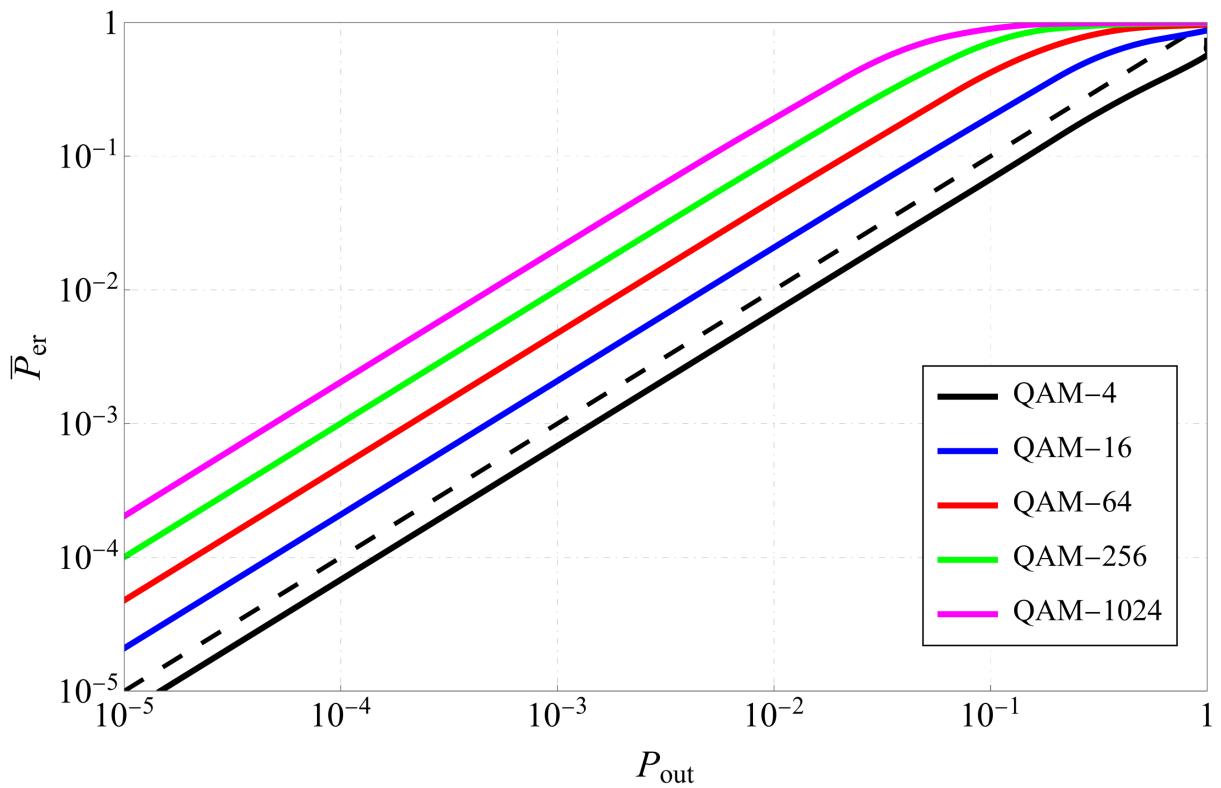


Рис. 2. Качество и надёжность RF-FSO-RF системы в зависимости от размерности сигнального созвездия QAM-модуляции при $\gamma_{\text{th}} = 0 \text{ dB}$.

Совместный анализ качества и надежности двухретрансляторной RF-FSO-RF системы связи выявляет критически важные аспекты её работы в условиях гипер-

релеевского замирания. Результаты демонстрируют сильную зависимость как среднего битовой ошибки (ABER), так и вероятности прерывания связи от среднего отношения сигнал/шум, которое варьируется от -20 дБ до 150 дБ на всех каналах. При низких уровнях ОСШ (-20...0 дБ) система показывает плохие характеристики: ABER и вероятность прерывания превышают 10^{-1} , что указывает на ненадежность связи. При увеличении ОСШ выше 20 дБ наблюдается резкое улучшение: ABER и вероятность прерывания снижаются до 10^{-3} – 10^{-6} , что свидетельствует о переходе в режим высококачественной и надежной передачи данных.

Взаимосвязь между качеством и надежностью определяется степенью замирания, которое количественно оценивается через параметр Amount of Fading (AoF) как для RF-, так и для FSO-сегментов. В условиях гиперрелеевского замирания ($AoF > 1$) системе требуется значительно более высокое ОСШ для достижения характеристик, сопоставимых с каналами Релея, так как модели IPL и Malaga-M учитывают более тяжелые хвосты замирания и нелинейные эффекты, вызванные турбулентностью. FSO-сегмент, подверженный атмосферным турбулентным параметрам (α_0 , ρ), вносит дополнительные флуктуации, которые усугубляют ухудшение характеристик, особенно в слабых и средних диапазонах значений ОСШ. В то же время RF-сегменты, описываемые моделью IPL, демонстрируют сильные многолучевые эффекты (замирание и затенение), что дополнительно ограничивает надежность всей системы.

Двухретрансляторная архитектура приводит к накопительным искажениям, поскольку каждый ретранслятор усиливает как сигнал, так и шум, вызывая мультиплексивное ухудшение ОСШ. Этот эффект особенно заметен в условиях асимметричных каналов, где один слабый участок может доминировать над общей производительностью. Результаты подчеркивают важность адаптивных стратегий, таких как динамическое переключение модуляции (например, использование устойчивой QAM-4 или даже BPSK при низком ОСШ и спектрально-эффективной QAM-M при высоком ОСШ) и управление мощностью на основе пороговых значений. Например, установка консервативного порога прерывания сеанса ($\gamma_{th} = 10$ дБ) обеспечивает надежную связь для критически важных приложений, хотя и за счет более высокого ABER при модуляции высокого порядка.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

С практической точки зрения, полученные результаты полезны для развертывания гибридных RF-FSO систем в магистральных сетях 5G, транспортных сетях и сценариях ликвидации последствий чрезвычайных ситуаций. Оптимальное размещение ретрансляторов – например, поднятие FSO-передатчиков для снижения турбулентности и позиционирование RF-ретрансляторов для минимизации многолучевых эффектов – может смягчить влияние гиперрелеевского режима. Кроме того, гибридные ARQ-схемы, сочетающие прямую коррекцию ошибок с повторными передачами, могут повысить надежность без чрезмерных затрат SNR. Исследование подчеркивает необходимость кросс-уровневой оптимизации, при которой модели физических каналов (IPL, Malaga-M) направляют протоколы более высоких уровней для адаптации к динамическим условиям замирания. В конечном итоге, данный анализ формирует основу для проектирования надежных многозвенных систем, способных находить баланс между спектральной эффективностью, надежностью и эксплуатационной сложностью в беспроводных сетях следующего поколения.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено за счёт средств гранта РНФ 24-29-00516 (<https://rscf.ru/en/project/24-29-00516/>).

ЛИТЕРАТУРА

1. 5G; NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone, document 3GPP TS 38.101-2 V18.5.0, 04, 2024.
2. Illi E., Bouanani F. E., Ayoub F. A performance study of a hybrid 5G RF/FSO transmission system // 2017 International Conference on Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM), 2017. – C. 1-7.
3. Brambilla M. RF-assisted free-space optics for 5G Vehicle-to-Vehicle communications / Brambilla M., Matera A., Tagliaferri D., Nicoli M., Spagnolini U. // 2019 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), 2019. – C. 1-6.
4. Amay M., Bas J. On hybrid free-space optic-radio systems as enablers of 6G services over non-terrestrial networks // 2023 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing Workshops (ICASSPW), 2023. – C. 1-5.
5. Vishwakarma N., Swaminathan R. Performance analysis of hybrid FSO/RF communication over generalized fading models // Optics Communications, 2021, T. 487. – C. 126796.
6. Mohsan S. A. H., Khan M. A., Amjad H. Hybrid FSO/RF networks: A review of practical constraints, applications and challenges // Optical Switching and Networking, 2023, T. 47. – C. 100697.
7. Hasna M., Alouini M.-S. A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays // IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, T. 3, №. 6. – C. 1963-1968.
8. Gvozdarev A. S. Closed-form performance analysis of the inverse power Lomax fading channel model // Mathematics, 2024, T. 12, №. 19. – C. 3103. DOI: 10.3390/math12193103.
9. Gvozdarev A. S. Joint Quality-Reliability Analysis of Gamma-Shadowed TWDP Channel Model in Weak Hyper-Rayleigh Mode / Gvozdarev A. S., Artemova T. K., Nazarenko B. E., Murin D. M. // 2024 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). 2024. P. 1–6.
10. Olver F. W. J. NIST Handbook of Mathematical Functions. Cambridge: Cambridge University Press, UK, 2010.
11. Jurado-Navas A., Maria J., Francisco J., Puerta-Notario A. A Unifying Statistical Model for Atmospheric Optical Scintillation // Numerical Simulations of Physical and Engineering Processes. InTech, 2011. Doi: 10.5772/25097.
12. Al-Habash M.A., Andrews L.C., Phillips R.L. Mathematical model for the irradiance probability density function of a laser beam propagating through turbulent media // Opt. Engineering, 2001, T. 40, №. 8. – C. 1554-1562.
13. Flatté S. M., Bracher C., Wang G. Y. Probability-density functions of irradiance for waves in atmospheric turbulence calculated by numerical simulation // Journal of the Optical Society of America A, 1994, T. 11, №. 7. – C. 2080-2092.

REFERENCES

1. 5G; NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone, document 3GPP TS 38.101-2 V18.5.0, 04, 2024.
2. Illi, E., Bouanani, F. E., Ayoub, F. A performance study of a hybrid 5G RF/FSO transmission system // 2017 International Conference on Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM), 2017. – Pp. 1-7.
3. Brambilla, M. RF-assisted free-space optics for 5G Vehicle-to-Vehicle communications / Brambilla, M., Matera, A., Tagliaferri, D., Nicoli, M., Spagnolini, U. // 2019 IEEE

- International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), 2019. – Pp. 1-6.
4. Amay, M., Bas, J. On hybrid free-space optic-radio systems as enablers of 6G services over non-terrestrial networks // 2023 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing Workshops (ICASSPW), 2023. – Pp. 1-5.
 5. Vishwakarma, N., Swaminathan, R. Performance analysis of hybrid FSO/RF communication over generalized fading models // Optics Communications, 2021, Vol. 487. – Pp. 126796.
 6. Mohsan, S. A. H., Khan, M. A., Amjad, H. Hybrid FSO/RF networks: A review of practical constraints, applications and challenges // Optical Switching and Networking, 2023, Vol. 47. – Pp. 100697.
 7. Hasna, M., Alouini, M.-S. A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays // IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, Vol. 3, No. 6. – Pp. 1963-1968.
 8. Gvozdarev, A. S. Closed-form performance analysis of the inverse power Lomax fading channel model // Mathematics, 2024, Vol. 12, No. 19. – P. 3103. DOI: 10.3390/math12193103.
 9. Gvozdarev, A. S. Joint Quality-Reliability Analysis of Gamma-Shadowed TWDP Channel Model in Weak Hyper-Rayleigh Mode / Gvozdarev, A. S., Artemova, T. K., Nazarenko, B. E., Murin, D. M. // 2024 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). 2024. P. 1–6.
 10. Olver, F. W. J. NIST Handbook of Mathematical Functions. Cambridge: Cambridge University Press, UK, 2010.
 11. Jurado-Navas, A., Maria, J., Francisco, J., Puerta-Notario, A. A Unifying Statistical Model for Atmospheric Optical Scintillation // Numerical Simulations of Physical and Engineering Processes. InTech, Sep. 26, 2011. Doi: 10.5772/25097.
 12. Al-Habash, M.A., Andrews, L.C., Phillips, R.L. Mathematical model for the irradiance probability density function of a laser beam propagating through turbulent media // Opt. Engineering, 2001, Vol. 40, No. 8. – Pp. 1554-1562.
 13. Flatté, S. M., Bracher, C., Wang, G. Y. Probability-density functions of irradiance for waves in atmospheric turbulence calculated by numerical simulation // Journal of the Optical Society of America A, 1994, Vol. 11, No. 7. – Pp. 2080-2092.

МЕТОД СИТУАЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ РЕЖИМАМИ И МАРШРУТИЗАЦИЕЙ В ВОЗДУШНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ РИСКОВ

A. B. Ананьев^{1,3}, С. И. Моисеев¹, В. А. Печкарев³

¹ ФГБОУ ВО «Российский экономический университет имени Г.В. Плеханова,
Воронеж, Россия.

² ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»,
Воронеж, Россия.

³ ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
Воронеж, Россия.

Аннотация. Разработана трехуровневая система ситуационного управления рисками воздушных сетей связи (ВСС), формализованная методом IDEF0. На верхнем уровне реализовано адаптивное управление режимами работы, включающую высокоскоростную передачу данных (ВСПД), среднескоростную передачу данных (ССПД), передачу коротких сообщений (ПКС) для упреждения ситуации «черный лебедь», характеризуемой катастрофическим обрушением ВСС путем оперативного снижения скорости передачи при ухудшении помеховой обстановки. Средний уровень включает итерационную маршрутизацию с учетом рисков исходящих от источников деструктивных факторов (ДФ). Для выбора маршрута передачи данных введена метрика «коэффициент признаков потерь», характеризующая прогноз потерь при передаче информации между узлами ВСС. Нижний уровень использует ИИ-технологии бортовой локации и таблицы управляющих решений. Система обрабатывает дискретные оценки риска в реальном времени, применяя аппарат нечеткой логики для компенсации частичной потери достоверности входных данных, что обеспечивает устойчивое управление при воздействии деструктивных факторов.

Ключевые слова: ситуационное управление, нечеткая логика, теория рисков, воздушная сеть связи.

SITUATIONAL MANAGEMENT METHOD OF MODES AND ROUTING IN AIR COMMUNICATION NETWORKS BASED ON RISK THEORY

A. B. Ananiev^{1,3}, S. I. Moiseev², V. A. Pechkarev³

¹Plekhanov Russian University of Economics (RUE) , Voronezh, Russia

²Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

³MERC AF "AFA named after Prof. N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin" (MERC AF "AFA"),
Voronezh, Russia

Abstract. A three-tier situational risk management system for airborne communication networks (ACN) has been developed using IDEF0 methodology, featuring: top-level adaptive operational mode control to prevent black swan scenarios through dynamic rate adjustment during interference degradation; mid-level iterative routing incorporating destructive factor risk assessment via a "loss feature coefficient" metric predicting inter-node transmission losses; and lower-level AI-driven onboard localization with decision tables, employing fuzzy logic to process real-time discrete risk evaluations while compensating for partial data reliability loss, ensuring resilient network operation against destructive impacts.

Keywords: Situational management, fuzzy logic, risk theory, air communication network.

1. ВВЕДЕНИЕ

Управление воздушными сетями связи необходимо для качественного обеспечения связи наземных абонентов, координации работы экипажей пилотируемых (АК) и расчетов беспилотных авиационных комплексов. Предназначение, структура, сложность происходящих процессов, а также трудоемкость управления относят ВСС к сложным техническим системам, функционирующими в условиях риска [1], управление которыми ввиду слабой возможности структурирования целесообразно осуществлять методом ситуационного управления [2].

2. МЕТОД СИТУАЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ РЕЖИМАМИ И МАРШРУТИЗАЦИЕЙ В ВОЗДУШНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ РИСКОВ

Вопросам управления связью посвящено немалое количество трудов [1-11], в которых исследовано управление объемом информации [2], дуплексной передачей с временным разделением [5], мощностью передачи базовой станции [7], услугами связи на основе сетей Петри [4], разностью информационного наполнения [8]. Но несмотря на существенное количество работ можно констатировать факт, что система ситуационного управления рисками ВСС в них не просматривается. Поэтому для восполнения существующего пробела в работе предлагается иерархическое управление рисками, которое в первом приближении укладывается в трехуровневую систему.

На верхнем уровне управления воздушных сетей связи (ВСС) реализованы ключевые функции, включая распределение ресурсов, управление протоколами, безопасность и оперативное восстановление, что позволяет предотвращать катастрофические сбои от трудно прогнозируемых событий типа "Черный лебедь" (например, скоординированных радиоэлектронных атак) через адаптивное переключение между тремя режимами работы: высокоскоростной передачей данных для ресурсоемких видеопотоков в благоприятных условиях, среднескоростной передачей при среднем уровне риска и передачей коротких сообщений в условиях острого дефицита ресурсов, основанное на проактивном анализе дестабилизирующих факторов (рисунок 1) для обеспечения устойчивости сети при сохранении базовой функциональности.

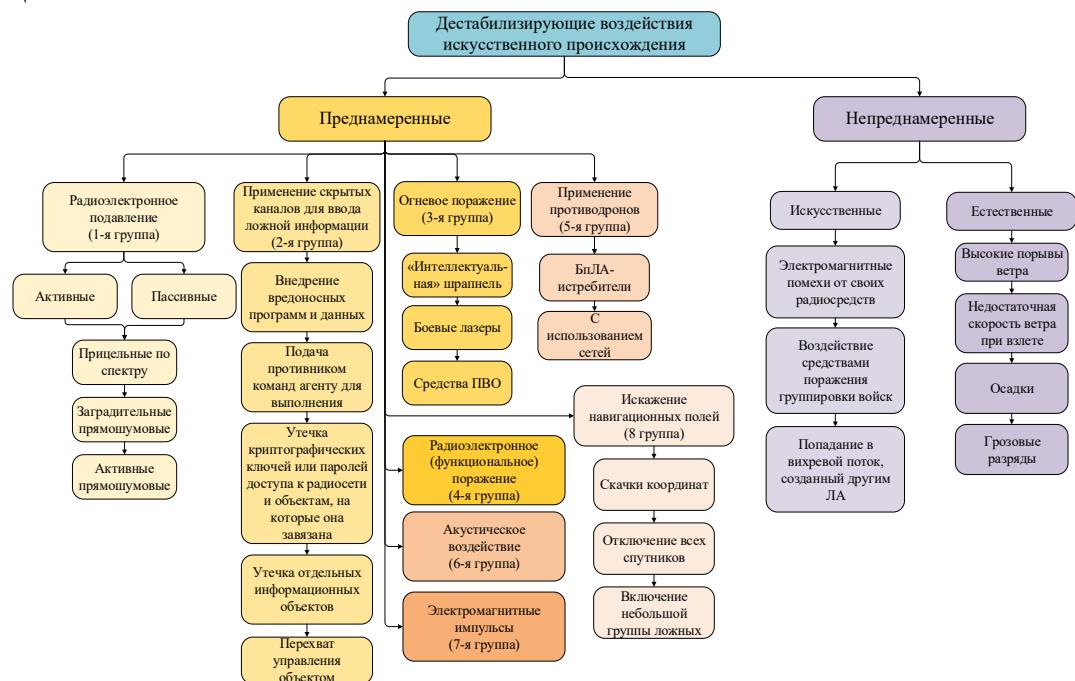


Рис. 1. Обобщение деструктивных факторов, влияющих на воздушную сеть связи

При этом суть адаптации функционирования ВСС заключается в оперативном понижении скоростей передачи данных при скачкообразном ухудшении помеховой обстановки. Для решения задачи выбора режима работы ВСС может быть использован математический аппарат нечеткой логики. В этом случае введем **исходные данные**: 1. Лингвистическая переменная: X - «риск при передаче информации в ВСС». 2. Термы (нечеткие множества): T_1 – высокоскоростной канал; T_2 – среднескоростной канал; T_3 – короткие сообщения. 3. Область определения: $X \in [0, 1]$. 4. Математическая модель функции принадлежности для лингвистической переменной представлена выражением:

$$\mu(X) = \begin{cases} 1 - \frac{X_b - X}{X_b - X_a}, & X_a \leq X \leq X_b \\ 1 - \frac{X_b - X}{X_b - X_a}, & X_b \leq X \leq X_c \\ 0, & \text{в остальных случаях} \end{cases} \quad (1)$$

где X_b – пиковое значение, X_c – правая граница, X_a – левая граница.

На рисунке 2 представлен график функции принадлежности, показывающий как степень принадлежности к каждому из режимов работы изменяется в зависимости от значений риска при передаче информации.

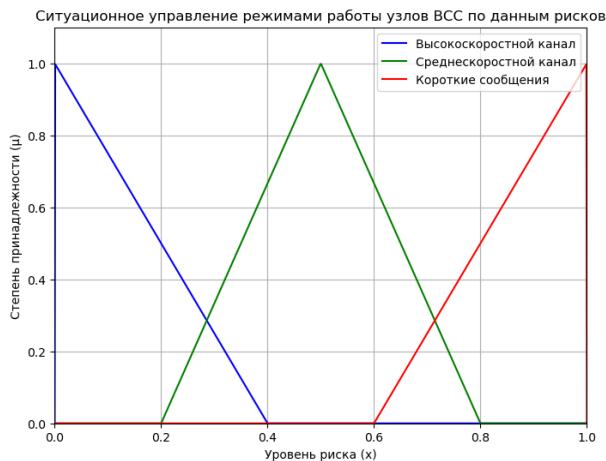


Рис. 2. Функция принадлежности для ситуационного управления режимами работы узлов ВСС по данным о рисках

На среднем уровне осуществляются итерационные процедуры маршрутизации и управления положением узлов ВСС в горизонтальной плоскости. Маршрутизация осуществляется с учетом рисков исходящих от источников деструктивных факторов (рисунок 1). Для выбора маршрута используем метрику риска в виде выражения:

$$R_{ij} = \frac{C_{ij}}{1-p_{ij}} \quad (2)$$

где C_{ij} – коэффициент признака потерь, характеризующий уровень затухания сигнала (ослабления) в точке нелегального съема информации поступающей от воздушного узла связи и имеющий размерность $-дБ$ (отн. 1 мВт), p_{ij} – вероятности передачи информации (связи) от i -го узла к j -му.

Вероятность передачи информации может быть представлена показателями достоверности передачи информации, используемых при анализе помехоустойчивости систем радиосвязи [14], полученных путем измерений и их статистических оценок с использованием параметрических и непараметрических методов [15].

С учетом метрики (2) представим условную графовую модель ВСС с рисками при передаче информации между узлами сети связи на рисунке 3.

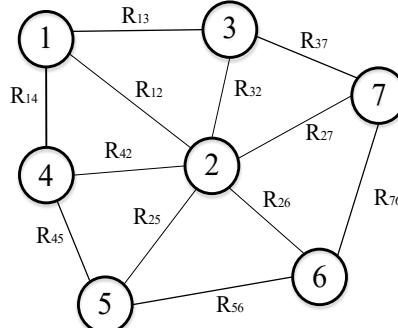


Рис. 3. Графовая модель ВСС с ребрами, представленными в виде рисков при передаче информации

Для модели на рисунке 3 минимизация значений по формуле 2 эквивалентна максимизации неинвертированного риска, рассчитанного по следующей формуле:

$$R_{ij} = p_{ij} \cdot |C_{ij}|. \quad (3)$$

При агрегации признаков потерь различной природы необходимо произвести нормализацию. Для этого все значения приводятся к единичной шкале [0..1] путем нормализации для выражения (3) способом по формуле:

$$Rn_{ij}^3 = \frac{R_{ij} - \min(R_{ij})}{\max(R_{ij}) - \min(R_{ij})} \quad (4)$$

Нормализация для выражения (2) определяется по следующей формуле:

$$Rn_{ij}^2 = \frac{\max(R_{ij}) - R_{ij}}{\max((R_{ij})) - \min(R_{ij})} \quad (5)$$

Для оценки соответствия результатов выбора маршрутов при передаче информации между узлами в ВСС между формулами (2), (3) необходимо применить двойственную эквивалентность, отражающую взаимосвязь оптимизационных задач, для чего была разработана имитационная модель с использованием языка программирования Python, сгенерированы наборы значений p_{ij} , C_{ij} для графа, представленного на рисунке 3. Проведены расчеты рисков и по выражениям (2), (3) выбраны оптимальные маршруты передачи информации, и снята оценка двойственной эквивалентности, результаты которых представлены на рисунке 4.

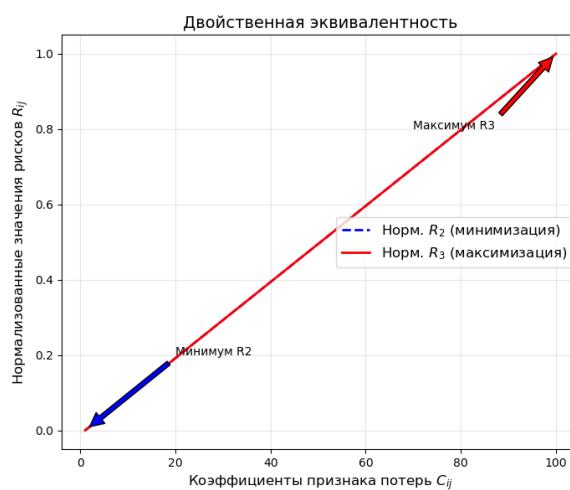


Рис. 4. График результатов оценки двойственной эквивалентности формул (2), (3)

На среднем уровне системы ситуационного управления рисками в ВСС осуществляются итерационные процедуры маршрутизации и управления положением

узлов ВСС в горизонтальной плоскости.

Маршрутизация осуществляется с учетом рисков исходящих от источников деструктивных факторов. Приведенные в работе модель ВСС, метрики рисков, описываемые выражениями (2), (3) и коэффициент признаков потерь (1) для использования на практике объединены алгоритмом, представленным на рисунке 5, который позволяет выбрать оптимальный маршрут при передаче информации между узлами ВСС.

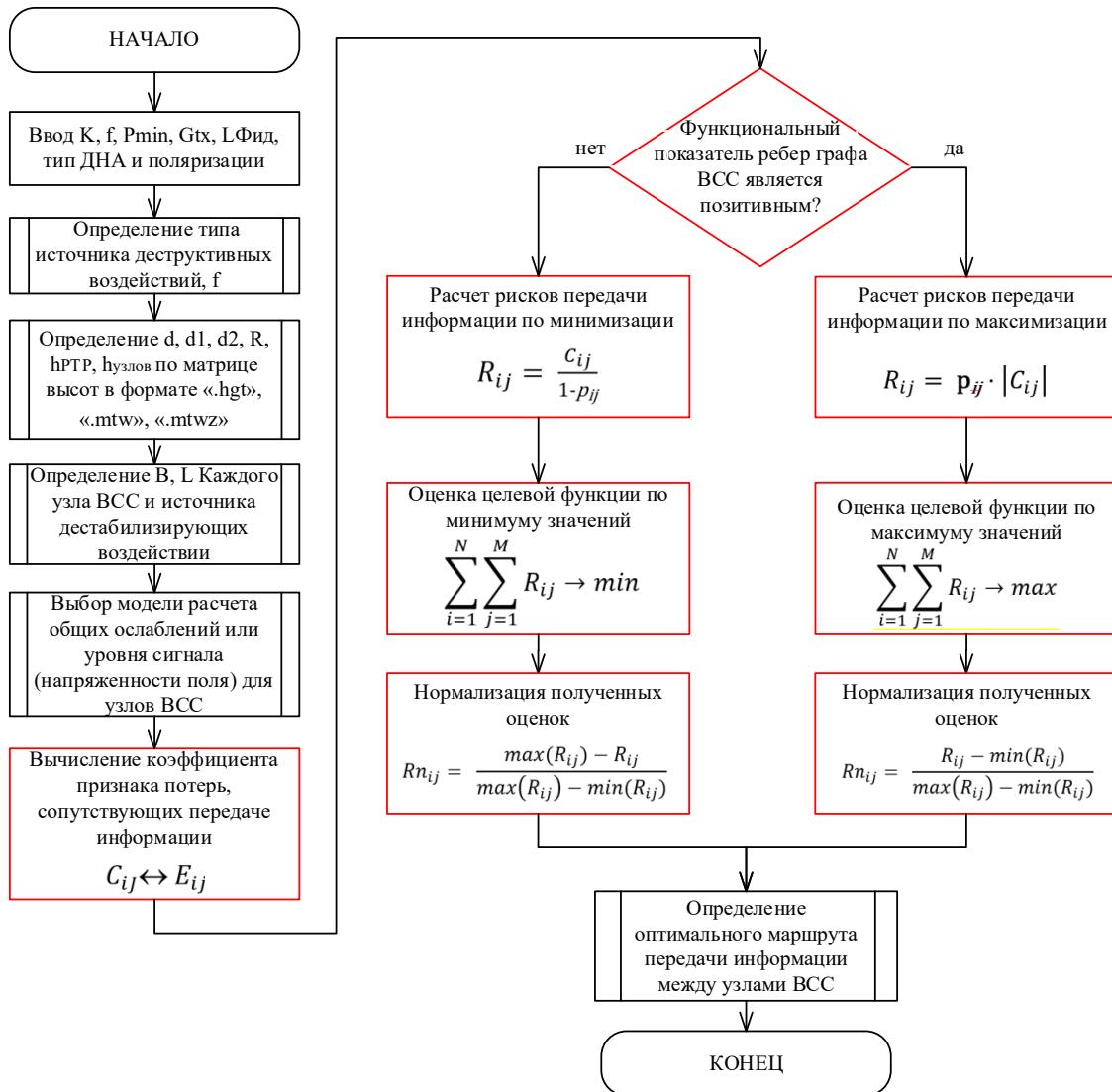


Рис. 5. Алгоритм расчета рисков при передаче информации в воздушных сетях связи для выбора маршрута при передаче информации между узлами

Представленный на рисунке 5 алгоритм позволяет обеспечить расчет рисков при передаче информации между узлами ВСС и необходим в качестве исходных данных для их управления, которое должно основываться на получении дискретных оценок риска в любой момент времени в процессе выполнения узлами ВСС задач. Использование дискретных показателей риска позволит без ограничения размерности задачи наблюдать динамику изменения рисков ВСС в процессе выполнения задачи.

На рисунке 6 обозначено красным цветом место метрики риска в существующем многообразии методов маршрутизации.

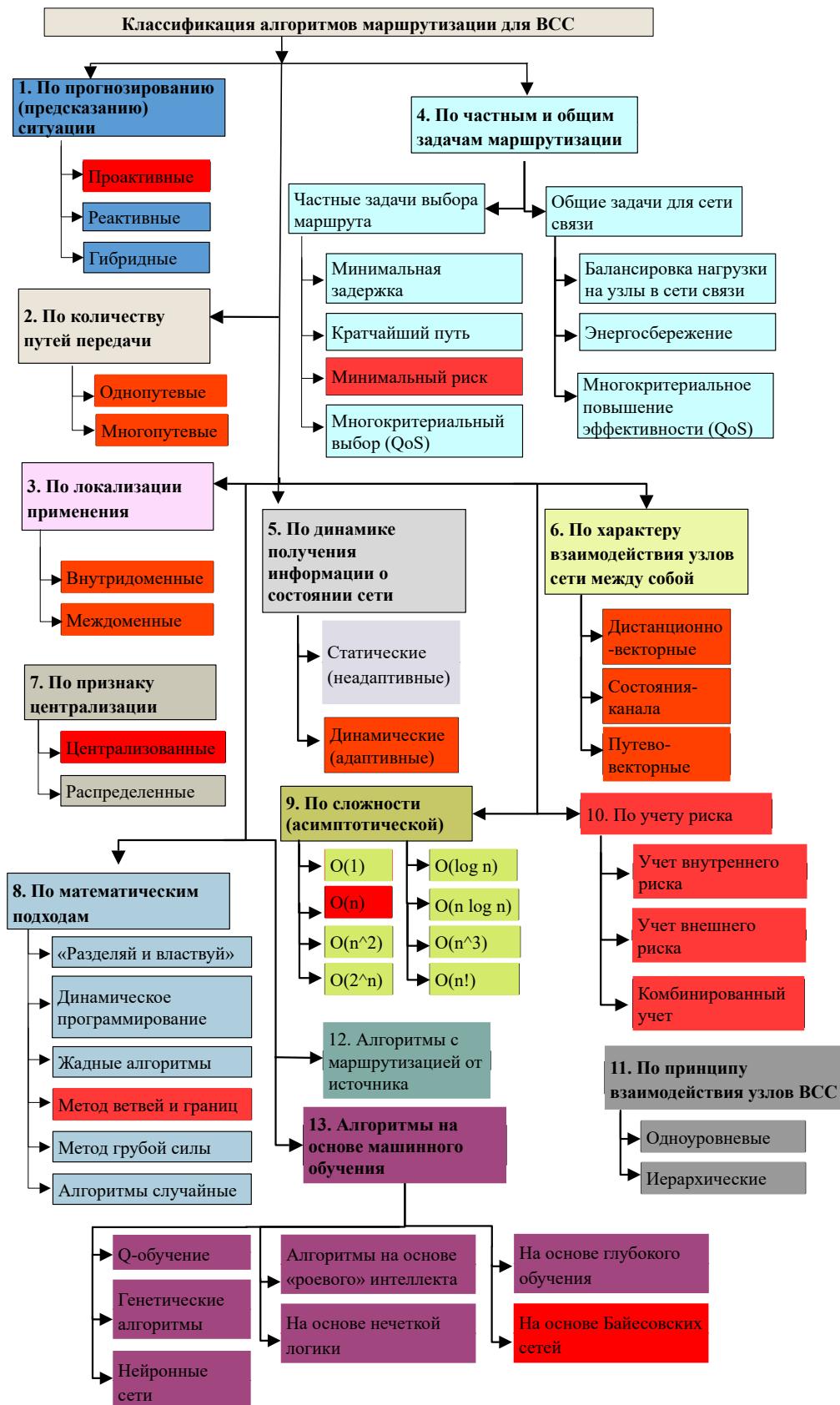


Рис. 6. Методы маршрутизации, применяемые в воздушных сетях связи

На нижнем уровне предложено развить управление режимами работы ВСС и использовать технологии искусственного интеллекта в варианте бортовой локации непосредственно на узлах воздушной связи. Для реализации управления рисками

нижнего уровня разработаны таблицы управляющих решений.

В таблице 1 st_i – эталонная ситуация, U_i – управляющее решение. Размер таблицы решений определяется числом эталонных ситуаций.

Таблица 1. Таблица управляющих решений

Эталонная ситуация st_i	Управляющее решение U_i
Уничтожение i -го узла ВСС	Реконфигурация сети
Постановка активных и заградительных прямошумовых помех для i -го узла ВСС	Подстройка рабочей частоты, адаптивное управление мощностью передатчиков
Введение ложной информации для i -го узла ВСС	Переход на автономный режим управления узлами ВСС
Введение искажения навигационных полей i -го узла ВСС	Переход к режиму управления по командно-телеметрической радиолинии управления узлами ВСС, отключение от использования навигации
Идентификация борту i -го узла признаков активной локации средствами ПВО	Совершение противоракетного маневра i -м узлом ВСС, реконфигурация сети
Обнаружение факта вскрытия ключа шифрования в i -м узле ВСС	Смена ключа шифрования в ВСС
Определение признаков акустического воздействия на i -ый узел ВСС	Не учитывать данные с гироскопа для пространственной ориентации узлов ВСС
Применение БпЛА-перехватчиков против i -го узла ВСС	Предотвращение перехвата путем маневра i -м узлом ВСС, реконфигурация сети

Для определения состояния объекта управления необходимо сравнить входную нечеткую ситуацию st_i с каждой ситуацией из набора эталонных нечетких ситуаций:

$$st = \{st_1, st_2, \dots, st_n\} \quad (6)$$

В качестве меры для определения степени близости входной нечеткой ситуации, возникшей на потоке, и st_i из набора эталонных нечетких ситуаций st могут использоваться:

- степень нечеткого включения входной нечеткой ситуации st_i в нечеткую ситуацию st_i ;
- степень нечеткого равенства st и st_i ;
- степень нечеткой общности st_i и st_i и, а также другие меры близости.

Выбор меры близости определяется особенностями объекта управления и организацией блока принятия решения. В качестве меры близости используем степень включения, потому что она обладает наибольшей степенью достоверности при определении принадлежности входной нечеткой ситуации к эталонной ситуации.

Пусть $st_i \left\{ (\mu_{st_i}(x)/x) \right\}, st_j \left\{ (\mu_{st_j}(x)/x) \right\}$ ($x \in X$) есть некоторые ситуации. Степень включения ситуации st_i – в ситуацию st_j определяется выражением:

$$v(st_i, st_j) = v(\mu_{st_i}(x), \mu_{st_j}(x)) \quad (7)$$

Ситуация st_i – нечетко включается в ситуацию st_i , $st_1 \in st_i$, если степень включения st_i в st_i не меньше порога включения t_{inp} , определяемого условиями управления, т.е. $v(st_1, st_i) \geq t_{inp}$. Таким образом, ситуация st_i нечетко включается в

ситуацию st_i если нечеткие значения признаков ситуации st_1 нечетко включаются в нечеткие значения соответствующих признаков ситуации st_i .

На основании вышеизложенного представим трехуровневую систему ситуационного управления рисками воздушных сетей связи на рисунке 7, разработанную в нотации частной методологии IDEF0 и де-факто являющейся обобщением действий на трех уровнях.



Рис. 7. Модель трехуровневой системы ситуационного управления рисками

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная трехуровневая система ситуационного управления рисками воздушных сетей связи представляет собой метод, обеспечивающий устойчивость и адаптивность сети в условиях воздействия деструктивных факторов. Право на использование термина «метод» обосновывается возможностью распространения совокупности предложенных процедур на всевозможные сетевые структуры.

На верхнем уровне сетевых структур система предотвращает катастрофические сценарии, такие как ситуация «черный лебедь», за счет адаптивного выбора режимов работы (высокоскоростная, среднескоростная передача данных и передача коротких сообщений). Это позволяет оперативно снижать скорости передачи данных при ухудшении помеховой обстановки, минимизируя риски обрушения сети. На среднем уровне система обеспечивает эффективную маршрутизацию и управление положением узлов ВСС. Введенная метрика «коэффициент признаков потерь», характеризующий прогноз потерь при передаче информации между узлами ВСС. На нижнем уровне предложено использование технологий искусственного интеллекта, например, в бортовой локации, и разработаны таблицы управляющих решений для оперативного реагирования на возникающие угрозы.

Процесс управления рисками основан на получении дискретных оценок риска в реальном времени, что позволяет системе оперативно адаптироваться к изменяющимся условиям. Для принятия решений по изменению режимов работы по данным рисков предложено использование аппарата нечеткой логики. Это делает систему более гибкой и устойчивой к неопределенностям, что особенно важно в условиях динамично изменяющейся обстановки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ананьев А.В., Кащенко Г.А. Система ситуационного управления рисками в конфликте комплексов беспилотных летательных аппаратов и противовоздушной обороны // Современные научно-исследовательские технологии. – 2016. – № 9-1. – С. 9-12; URL: <http://top-technologies.ru/ru/article/view?id=36168> (дата обращения: 23.10.2024).
2. Поспелов Д.А. Ситуационное управление. Теория и практика. М.: ЛЕНАНД. 2021. 288 с.
3. Патент № 2640791 С2 Российская Федерация, МПК H04W 16/14. Устройство управления связью, способ управления связью и устройство связи: № 2015136973 : заявл. 02.12.2013: опубл. 12.01.2018 / Р. Саваи.
4. Мочалов В.П., Яковлев С.В. Метод анализа процесса управления инцидентами системы управления услугами связи на основе сетей Петри // Инфокоммуникационные технологии. 2007. Т. 5. № 1. С. 48-52.
5. Патент № 2368078 С2 Российская Федерация, МПК H04B 7/005. Устройство, система и способ управления обменом информацией по обратной линии связи: № 2006111497/09 : заявл. 08.09.2004: опубл. 20.09.2009 / С. А. Ландби, А. Джайн, Д. П. Оденвальдер [и др.].
6. Мочалов В.П., Яковлев С.В. Метод анализа процесса управления уровнем обслуживания системы управления услугами связи // Инфокоммуникационные технологии. 2008. Т. 6. № 4. С. 58-62.
7. Ермаков С.А., Каценко Я.М., Болгов А.А., Сафонова В.В., Сибирко К.В. Оценка и регулирование рисков нарушения информационной безопасности телекоммуникационных сетей связи и управления промышленного интернета вещей // Информация и безопасность. 2020. Т. 23. № 1. С. 107-114.
8. Иванов В.Г., Корякин Д.Д., Панихидников С.А. Автоматизированные системы управления связью // Труды учебных заведений связи. №4. 2016. С. 56-62.
9. Присяжнюк А. С., Лихачев А. М., Абрамович А. В. Концептуальные основы создания и развития автоматизированной системы управления ОАЦСС ВС РФ // Информация и космос. №2. 2016. С. 6-21.
10. Ананьев А.В., Афанасьев А.Л., Змий Б.Ф., Кащенко Г.А. Многокритериальный выбор маршрута в системах связи на базе беспилотных летательных аппаратов // III Всероссийская НПК «Авиатор» (11-12 февраля 2016): сборник статей. - Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2016. Т. 2. - С. 15-20.
11. Ананьев А.В., Ерзин И.Х., Стafeев М.А., Федюнин П.А. Магистральные аэромобильные сети связи на стратосферных беспилотных летательных аппаратах и предварительное формирование базы данных рациональной маршрутизации // Специальная техника. 2017. № 2. - С. 7-10.
12. Бородин В.В., Петраков А.М., Шевцов В.А. Анализ алгоритмов маршрутизации в сети связи группировки беспилотных летательных аппаратов // Труды МАИ. №87. 2017. - С. 1-23.
13. Taleb, Nassim Nicholas. The Black Swan: The Impact of the Highly Improbable. – New York: Random House, 2007. – ISBN 978-1-4000-6351-5. Русский перевод: Талеб Нассим Николас «Черный лебедь. Под знаком непредсказуемости». – М.: Издательство Колибри, 2009. – ISBN 978-5-389-00573-08.
14. Ермаков С.А. Аппарат нечетких множеств и нечеткой логики как средство риска-анализа беспроводных систем связи // Информационная безопасность. 2010. №4. – С. 607-610.
15. Борисов В. И., Зинчук В. М. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход. – М.: Радиософт, 2008. – 260 с.

REFERENCES

1. Ananyev A.V., Kashchenko G.A. Situational risk management system in the conflict of unmanned aerial vehicles and air defense systems // Modern high-tech technologies. - 2016. – No. 9-1. – pp. 9-12; URL: <http://top-technologies.ru/> / ru/article/ view?id=36168 (accessed: 10/23/2024).
2. Pospelov D.A. Situational management. Theory and practice. Moscow: LENAND. 2021. 288 p.
3. Patent No. 2640791 C2 Russian Federation, IPC H04W 16/14. Communication control device, communication control method and communication device: No. 2015136973: application 02.12.2013: published 12.01.2018 / R. Savai.
4. Mochalov V.P., Yakovlev S.V. A method for analyzing the incident management process of a communication service management system based on Petri nets // Infocommunication technologies. 2007. Vol. 5. No. 1. pp. 48-52.
5. Patent No. 2368078 C2 Russian Federation, IPC H04B 7/005. Device, system and method for managing the exchange of information via a feedback line : No. 2006111497/09 : application 08.09.2004 : published 20.09.2009 / S. A. Landby, A. Jain, D. P. Odenwalder [et al.].
6. Mochalov V.P., Yakovlev S.V. Method of analyzing the process of managing the level of service of the communication services management system // Infocommunication technologies. 2008. Vol. 6. No. 4. pp. 58-62.
7. Ermakov S.A., Katsenko Ya.M., Bolgov A.A., Safronova V.V., Sibirko K.V. Assessment and regulation of information security risks of telecommunication communication networks and management of the industrial Internet of Things // Information and Security. 2020. Vol. 23. No. 1. pp. 107-114.
8. Ivanov V.G., Koryakin D.D., Panikhidnikov S.A. Automated communication management systems // Proceedings of educational institutions of communication. No. 4. 2016. pp. 56-62.
9. Prisyazhnyuk A. S., Likhachev A.M., Abramovich A.V. Conceptual foundations of the construction and development of the automated control system of the OCSS of the Armed Forces of the Russian Federation // Information and Space. No.2. 2016. pp. 6-21.
10. Ananyev A.V., Afanasyev A.L., Zmiy B.F., Kashchenko G.A. Multi-criteria route selection in communication systems based on unmanned aerial vehicles // III All-Russian Scientific and Production Company Aviator (February 11-12, 2016): collection of articles. Voronezh: VUNTS VVS "VVA", 2016. Vol. 2. pp. 15-20.
11. Ananyev A.V., Erzin I.Kh., Stafeev M.A., Fedyunin P.A. Mainline aeromotor communication networks on stratospheric unmanned aerial vehicles and the preliminary formation of a rational routing database // Special Equipment. 2017. No. 2. pp. 7-10.
12. Borodin V.V., Petrakov A.M., Shevtsov V.A. Analysis of routing algorithms in the communication network of groups of unmanned aerial vehicles // Proceedings of MAI. No. 87. 2017. p. 1-23.
13. Taleb, Nassim Nicholas. The Black Swan: The Impact of the Highly Improbable. New York: Random House, 2007. ISBN 978-1-4000-6351-5. Russian translation: Taleb Nassim Nikolas "The Black Swan. Under the sign of unpredictability." M.: KoLibri Publishing House, 2009. ISBN 978-5-389-00573-0.
14. Ermakov S.A. The apparatus of fuzzy sets and fuzzy logic as a means of risk analysis of wireless communication systems // Information security. 2010. No. 4. pp. 607-610.
15. Borisov V. I., Zinchuk V. M. Noise immunity of radio communication systems. A probable-temporal approach. Moscow: Radiosoft, 2008. 260 p.

РАЗРАБОТКА АРХИТЕКТУРЫ РЕКОНФИГУРИУЕМОГО НИЗКОПЛОТНОСТНОГО ДЕКОДЕРА ДЛЯ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С БПЛА

A.В. Башкиров¹, М. В. Хорошайлова¹, А.С. Демихова¹

¹Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В этой статье разработана архитектура реконфигурируемого декодера и блока сортировки входных данных, демонстрирующая гибкий подход к обработке QC-LDPC кодов с различными скоростями кодирования. Разделение на функциональные блоки, такие как память, коммуникационные матрицы и вычислительное ядро, позволяет эффективно адаптироваться к изменяющимся требованиям системы связи с беспилотным летательным аппаратом (БПЛА). Особое внимание уделено масштабируемости коммутационной сети, основанной на матрицах размеров 2x2, 3x3 и 5x5. Предложенная схема управления коммутацией, учитывающая размерность подматрицы и величину сдвига, способствует оптимизации производительности при увеличении размера входного сигнала. Данный подход открывает перспективы для разработки высокопроизводительных и энергоэффективных декодеров, востребованных в современных системах передачи данных.

Ключевые слова: реконфигурируемый декодер, LDPC код, оптимизация, система связи, передача данных

DEVELOPMENT OF A RECONFIGURABLE LOW-DENSITY DECODER ARCHITECTURE FOR A UAV COMMUNICATION SYSTEM

A. V. Bashkirov¹, M. V. Khoroshailova¹, A.S. Demikhova¹

¹ Voronezh State Technical University (VSTU), Voronezh, Russia

Abstract. This article develops the architecture of a reconfigurable decoder and an input data sorting unit, demonstrating a flexible approach to processing QC-LDPC codes with different encoding rates. The division into functional blocks such as memory, communication matrices, and a computing core makes it possible to effectively adapt to the changing requirements of an unmanned aerial vehicle (UAV) communication system. Special attention is paid to the scalability of the switching network based on 2x2, 3x3 and 5x5 matrices. The proposed switching control scheme, which takes into account the dimension of the submatrix and the magnitude of the shift, helps optimize performance when increasing the size of the input signal. This approach opens up prospects for the development of high-performance and energy-efficient decoders that are in demand in modern data transmission systems..

Keywords: reconfigurable decoder, LDPC code, optimization, communication system, data transmission

1. ВВЕДЕНИЕ

Коды LDPC, благодаря их способности приближаться к теоретическим пределам пропускной способности канала, стали ключевым решением для передачи и сохранения информации. Разработка кодеров и декодеров, основанных на LDPC, представляет собой значимую область в технологиях кодирования и передачи данных, особенно в скоростных коммуникационных системах.

Системы с адаптивными LDPC позволяют гибко регулировать параметры кодирования, что повышает их устойчивость к изменяющимся характеристикам канала, таким как уровень шума или объем передаваемых данных. Этот подход обеспечивает ряд преимуществ, включая оптимизацию скорости передачи и улучшение общей эффективности системы.

Несмотря на успехи в создании быстродействующих декодеров, существуют нерешенные вопросы, требующие внимания разработчиков. Улучшение архитектуры декодера может включать инновационные методы и алгоритмы, такие как усовершенствованные итеративные декодеры для снижения задержки, повышение эффективности декодирования при меньшем использовании логических схем для снижения стоимости оборудования, и использование адаптивных подходов для динамической настройки параметров декодера в зависимости от канала [1].

Управление БПЛА на значительном удалении или в условиях сильных помех представляет собой сложную задачу. Разработка помехоустойчивых коммуникационных систем абсолютно необходима для обеспечения надежной корректировки курса и непрерывного контроля над БПЛА.

2. РАЗРАБОТАННАЯ АРХИТЕКТУРЫ ДЕКОДЕРА

С целью минимизации времени задержки при передаче данных и повышения пропускной способности разработана адаптивная архитектура декодера с малой плотностью проверок на четность. Предложенная структура, визуализированная на рисунке 1, обеспечивает поддержку десяти различных матриц с переменными весами строк.

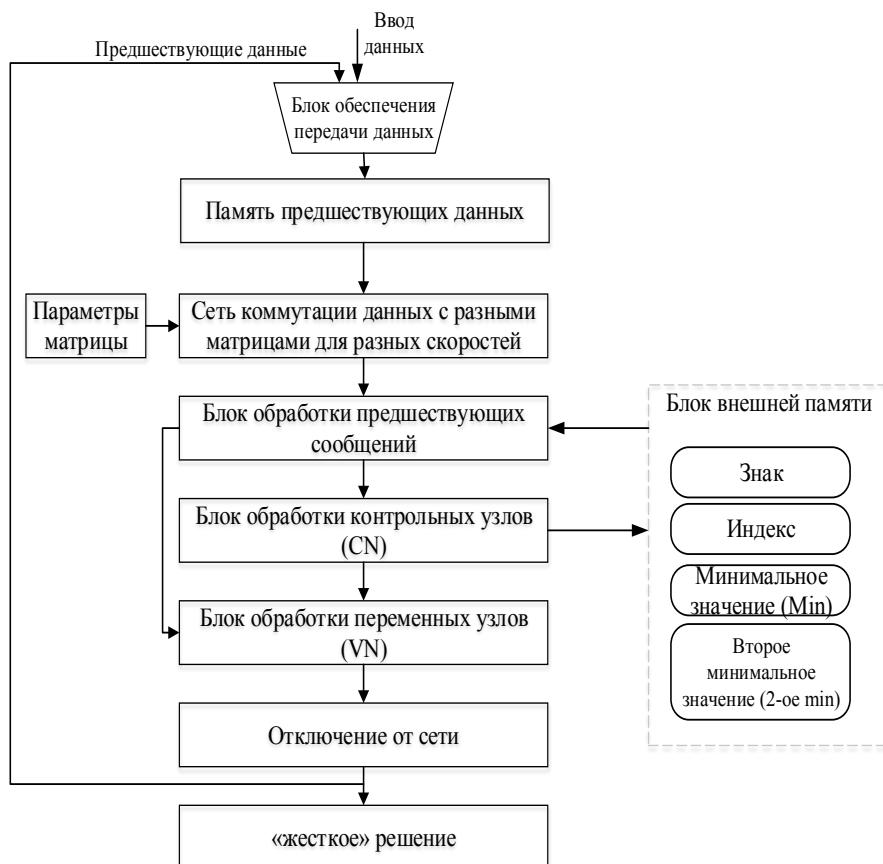


Рис.1 Предлагаемая реконфигурируемая архитектура декодера

Архитектура позволяет оперативно переключаться между разными входными данными, при этом обеспечивая относительно невысокую сложность аппаратной реализации.

Коммутационный модуль данных, оперирующий с различными матрицами, обладает гибко настраиваемой архитектурой 8/16/32. Эта структура адаптирует веса строк к различным скоростям кодирования. Для оптимизации поиска минимальных значений применяется алгоритм минимальной суммы с переменным весом, что упрощает структуру поиска.

Блок, обрабатывающий предшествующие данные, принимает как внутреннюю, так и внешнюю информацию из предыдущего цикла и обновляет внутренние сообщения [2]. В начальной итерации, где данные из предыдущего цикла отсутствуют, поле внешних сообщений обнуляется, и информация передается в блок обработки контрольных узлов для вычислений. В последующих циклах, при получении внешних данных, выбор блоков осуществляется в соответствии с используемыми матрицами. Схема архитектуры данного блока представлена на рисунке 2.

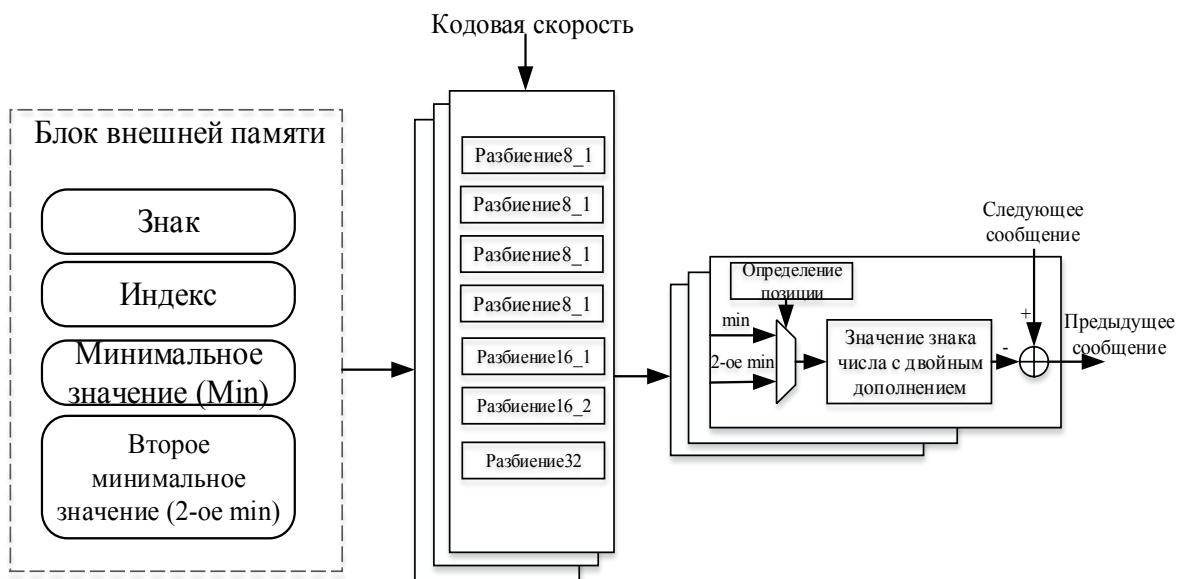


Рис. 2. Блок обработки предшествующих сообщений

Декодер с возможностью перенастройки состоит из трех ключевых компонентов. Первый компонент – это запоминающее устройство, где сохраняются итоги вычислений, включающее в себя оперативную память для предыдущих данных и отдельный модуль внешней памяти. Внешняя память содержит сведения об адресе минимального значения, его знаке, а также о самом минимальном и втором минимальном значениях.

Второй компонент отвечает за передачу данных и представляет собой набор матриц, оптимизированных для разных скоростей передачи информации.

Третий компонент – вычислительное ядро, включающее в себя модуль обработки входящих сообщений, блок контрольных узлов (CN), который отвечает за расчет внешних сообщений, и блок переменных узлов (VN), предназначенный для формирования последующих сообщений.

На рисунке 3 представлена разработанная архитектура реконфигурируемого блока сортировки входных данных 8/16/32 с числом входов, определяемых в соответствии с

весом строки. Матрица QC-LDPC имеет скорости кодирования $R = 1/2, 5/8, 3/4, 7/8, 13/16$.

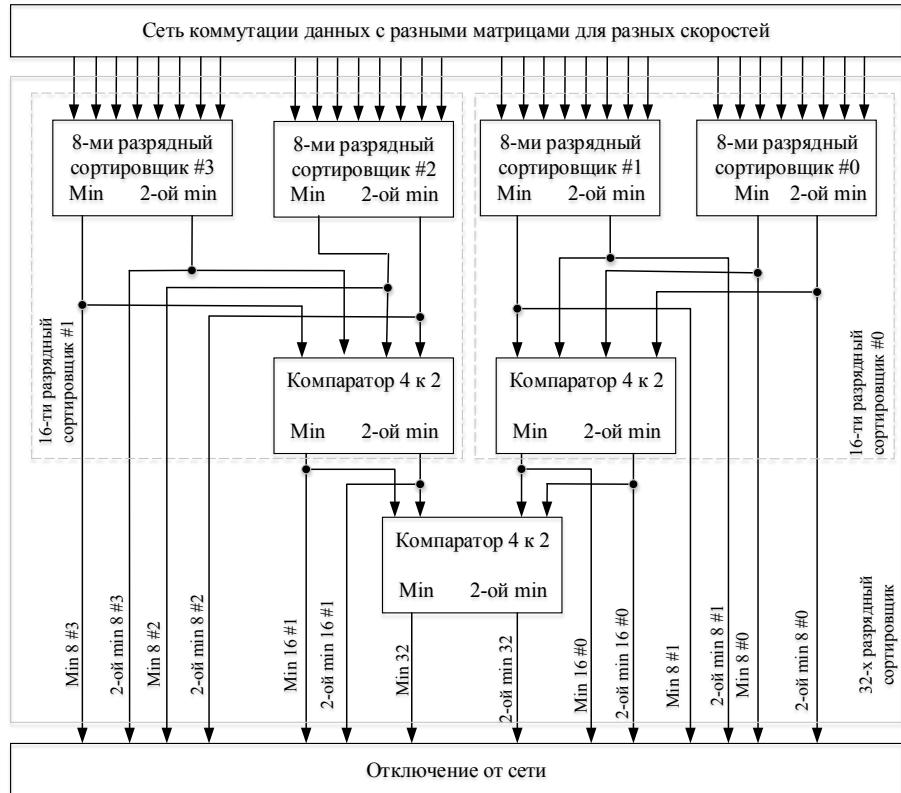


Рис. 3. Разработанная архитектура реконфигурируемого блока сортировки входных данных 8/16/32 с зависимым от веса строки числом входов

Память предшествующих данных принимает сообщения, сгенерированные блоком передачи данных, а также внешние сообщения из предыдущего цикла обработки, и на их основе корректирует сохраненные данные [3]. В самом начале, когда данные от предыдущего шага отсутствуют, внешние сообщения устанавливаются в ноль, и вся информация передается в блок обработки контрольных узлов для вычислений. В последующих циклах внешние входящие сообщения направляются в различные блоки разделения, выбор которых определяется параметрами матрицы.

Предложенная коммутационная сеть строится путем расширения сетей с матрицами размером 2×2 , 3×3 или 5×5 . Это означает, что максимальный размер входного РМ-сигнала не является степенью двойки, а определяется как $PM = \beta 2^i$, где β принадлежит множеству $\{2, 3, 5\}$, а i – натуральное число.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Проектирование коммутационной сети для реконфигурируемой архитектуры в многорежимном декодере представляет собой актуальную задачу. Многорежимная коммутация подразумевает использование портов различных масштабов, что обусловлено взаимодействием памяти и процессоров согласно разным стандартам, усложняя управление в перестраиваемой системе.

Разработанная архитектура для данной коммутационной сети имеет преимущества перед традиционной сетью Бенеша: число входов может быть любым, а не обязательно степенью двойки, объем памяти для таблицы поиска минимален, а эффективность

использования ресурсов в предлагаемой многорежимной архитектуре декодера очень высока [4].

Улучшение параметров в канале AWGN подтверждается результатами моделирования, представленными на рисунке 4.

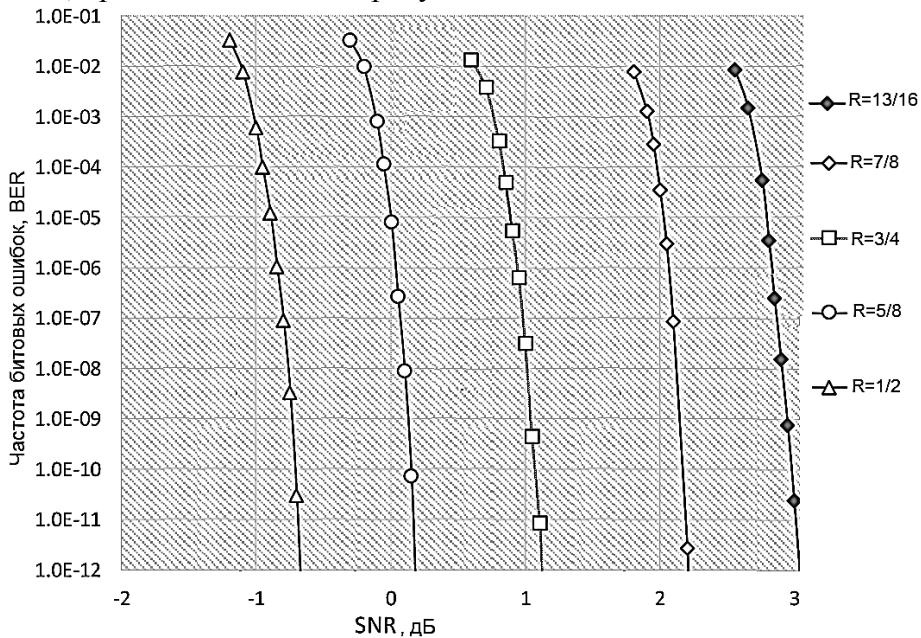


Рис. 4. Производительность частоты битовых ошибок (BER) по сравнению с отношением сигнал/шум (SNR) для реконфигурируемого LDPC декодера во время выполнения

Используя перестраиваемый в процессе работы декодер LDPC, можно достичь значений отношения сигнала/шума (SNR) в 3.01 дБ, 2.20 дБ, 1.10 дБ, 0.15 дБ и -0.7 дБ при вероятности битовой ошибки (BER) 10^{-12} для скоростей кодирования 13/16, 7/8, 3/4, 5/8 и 1/2, соответственно.

Технический результат достигается за счет использования в декодирующем устройстве коммутационной сети для обработки входных данных, размер которых не является степенью двойки. В совокупности с алгоритмом, генерирующим все необходимые сигналы управления за счет разбиения полной коммутационной сети на две сети вдвое меньшего размера, это позволяет снизить энергопотребление QC-LDPC декодера, требующего только циклических сдвигов, без ущерба для других характеристик и уменьшить задержку при передаче данных.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная адаптивная архитектура декодера с малой плотностью проверок на четность представляет собой значительный шаг вперед в области обработки и передачи данных. Гибкость и перестраиваемость декодера, возможность динамической адаптации к различным скоростям кодирования и матрицам, обеспечивают существенное снижение задержки при передаче и повышение пропускной способности.

Экспериментально подтвержденные значения SNR при заданных BER, достигнутые благодаря использованию предложенного декодера, демонстрируют его высокую эффективность и конкурентоспособность.

В конечном счете, использование этой архитектуры открывает новые перспективы для разработки энергоэффективных декодирующих устройств, особенно для задач, требующих обработки данных с переменной скоростью и размером, что делает ее привлекательной для широкого спектра приложений.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания «молодежная лаборатория» № FZGM-2024-0003

ЛИТЕРАТУРА

1. Башкиров, А. В. Оптимизация системы передачи информации от беспилотного летательного аппарата и повышение пропускной способности канала связи / А. В. Башкиров, М. В. Хорошайлова, А. С. Демихова // Вестник Воронежского института МВД России. – 2023. – № 4. – С. 140-148.
2. Хорошайлова, М. В. Оптимизация распределения сетевых ресурсов беспроводной сенсорной сети / М. В. Хорошайлова, А. А. Пирогов, А. В. Турецкий // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2024. – Т. 20, № 4. – С. 125-132.
3. N. E. Imane Bellili and K. Bekhouche. “Low Power Class D Audio Amplifier with High Performance and High Efficiency”. In: 2019 6th International Conference on Image and Signal Processing and their Applications (ISPA). 2019, pp. 1–4.
4. Разработка QC-LDPC-декодера с высокой пропускной способностью для 5G беспроводной радиосвязи / А. В. Башкиров, М. В. Хорошайлова, П. П. Чураков, Е. В. Турецкая // Радиотехника. – 2022. – Т. 86, № 7. – С. 14-19.

REFERENCES

1. Bashkirov, A.V. Optimization of the throughput system of aircraft for free by increasing the availability of information and communication capabilities / A.V. Bashkirova, M. V. Khoroshailova, A. S. Demikhovo // Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia. – 2023. – No. 4. – pp. 140-148.
2. Khoroshailova, M. V. Wireless sensor networks for resource distribution and network optimization / M. V. Khoroshailova, A. A. Pirogova, A.V. Turkey // Bulletin of the Voronezh State Technical University. – 2024. – Vol. 20, No. 4. – pp. 125-132.
3. N. E. K. and Imane Bellili Bekhouche. “Low Power Audio Amplifier with High Efficiency Class D and High Performance”. In: 6th International Conference on Image Signal Processing and their Applications and 2019 (ISPA). 2019, pp. 1-4.
4. Development of QC-LDPC-wireless radio bandwidth for decoration of high-speed 5G / A.V. Bashkirova, M. V. Khoroshailova, Very. Very. Churakova, N. V. Turkey // Radio Engineering. – 2022. – Vol. 86, No. 7. – pp. 14-19.

О МОДЕЛЯХ КВ РАДИОКАНАЛОВ

А. В. Зюльков, Ю.Э. Корчагин, А.С. Ушков

Воронежский государственный университет (ВГУ), Воронеж, Россия

Аннотация. Для некоторых канальных моделей проанализированы возможности и способы учета физических особенностей ионосферных каналов.

Ключевые слова: ионосфера; ионограмма; функция рассеяния канала; модель IRI.

ABOUT MODELS OF HF RADIO CHANNELS

A.V. Zyulkov, Y. E. Korchagin, A. S. Ushkov

Voronezh State University (VSU), Voronezh, Russia

Abstract. For some channel models, the capabilities and methods of taking into account the physical features of ionospheric canals are analyzed.

Keywords: ionosphere; ionogram; channel scattering function; IRI model.

ВВЕДЕНИЕ

В широком диапазоне длин электромагнитных волн ионосфера оказывает существенное влияние на распространение радиосигналов, приводя к изменению их амплитудной (поглощение и рассеяние) и фазовой структуры. Ввиду множества технических приложений (надгоризонтная и загоризонтная радиолокация, радионавигация, радиосвязь) изучение и моделирование ионосферного канала распространения радиоволн представляет собой важную научную и инженерную задачу.

Изучение возможности использования различных сигнально-кодовых конструкций в КВ-диапазоне радиосвязи с целью повышения пропускной способности и улучшения других технических характеристик невозможно без использования моделей канала. Они могут отражать различные аспекты влияния среды распространения на изменение амплитудно-фазовой структуры распространяющихся сигналов. В работе будут рассмотрены только некоторые модели, определяющие краткосрочное (за время порядка десятков секунд) изменение структуры сигнала. Эффекты затухания и рассеяния, приводящие к ослаблению сигнала, не рассматриваются. Таким образом, *цель настоящей работы* – сравнение некоторых моделей ионосферных КВ-радиоканалов по количеству и способу учета физических эффектов среды распространения, влияющих на структуру принимаемых сигналов.

1. УЧЕТ СПЕЦИФИКИ ИОНОСФЕРНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ В КАНАЛЬНЫХ МОДЕЛЯХ

Изменения электронной концентрации (ЭК) в ионосфере с высотой позволяют выделить в ней гипотетические слои, среди которых E, F1 и F2, который является наиболее важным для коротковолнового канала связи. Их влияние приводит к изменению зависимости показателя преломления от высоты, что вместе с влиянием магнитного поля Земли, эффекта частотной дисперсии и поляризационными эффектами существенно меняют структуру радиосигналов.

Поскольку ионосферный канал представляет собой волновод, его моды (лучи) описывают структуру наблюдаемых электромагнитных полей и используются в различных физических моделях. Однако для радиотехнических приложений такие модели неудобны, поэтому для двухточечной трассы (излучатель-приемник) можно перейти [1, 2 и др.] к канальной модели. В ней распространение узкополосного

радиосигнала в ионосферном канале описывается с помощью импульсной характеристики (ИХ) $h^* \tau^t$ для комплексной амплитуды, зависящей от задержки τ и времени t («медленного» и «быстрого» времени), амплитудно-частотной характеристики $H! \omega^t$ и других системных функций канала [3,4].

Аппроксимации (модели) высотной ЭК позволяют рассчитать ионограмму – зависимость задержки гармонической волны от ее частоты [2 и др.]. Эта зависимость называется еще дисперсионной характеристикой и представляет собой отклик на гармонический сигнал, т.е. одну из ИХ канала [4].

Каждая ветвь ионограммы (рисунок 1) [5] характеризует дисперсию в среде, возникающая из-за

- многослойной структуры ЭК;
- влияния магнитного поля Земли;
- конечной ширины диаграмм направленности (ДН) антенн;
- отражения от Земли.

Учет влияния различных физических факторов при распространении радиосигнала и аппаратных ограничений (дисперсионные искажения; АЧХ приемно-передающего тракта; доплеровских сдвигов частот из-за ветра в ионосфере; движения слоев ЭК и т.д.) приводит к смещению и уширению (расплыванию) линий ионограммы в соответствии с некоторым профилем по осям задержки и частоты.

Кроме ионограммы для описания радиоканала часто используется и характеристическая функция (ХФ) – функция рассеяния (ФР) $S! \tau^t f_D$, представляющая собой обратное преобразование Фурье от автокорреляционной функции $h^* \tau^t$ по времени (рисунок 2) [5]. Она характеризует относительную долю мощности излученного на частоте f короткого импульса, прошедшего канал, в зависимости от значений задержки τ и сдвига доплеровской частоты f_D .

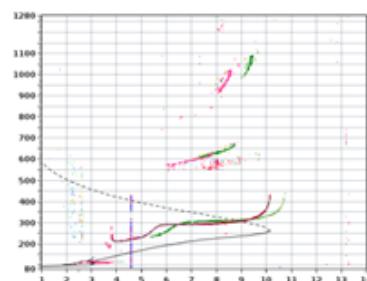


Рис.1

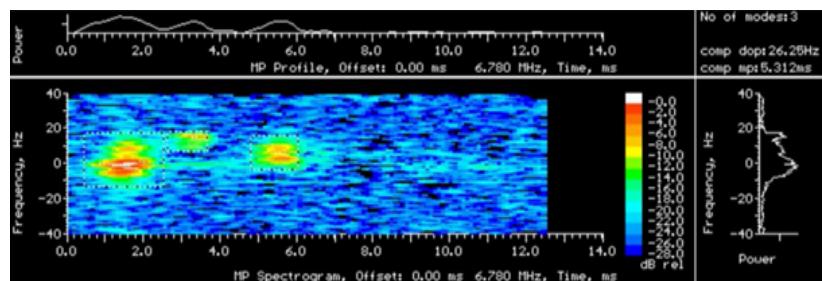


Рис.2

2. МОДЕЛИ КОРОТКОВОЛНОВЫХ КАНАЛОВ

Существует большое разнообразие моделей ионосферного КВ-канала и их модификаций. Далее рассмотрим только некоторые из них, ориентируясь в основном на возможность их использования для описания широкополосного канала.

1. Модифицированная модель [6] в настоящее время широко используется для описания ионосферных радиоканалов с замираниями с шириной полосы частот менее 12 кГц. Для нее существуют рекомендации ITU [7] по параметрам модели для различных типов трасс. Модель для комплексной амплитуды сигнала реализуется в виде линии задержки с отводами, соответствующими приходящим лучам. Случайные коэффициенты усиления в каждом отводе

моделируют меняющиеся во времени амплитуды, доплеровские сдвиг и уширение приходящего сигнала.

2. Модель [2 и др.] позволяет описывать широкополосные каналы с учетом появляющихся дисперсионных искажений. Она реализуется добавлением в каждый отвод предыдущей модели фильтра с ИХ, зависящей от задержки. Это позволяет дополнительно учесть уширение принимаемого сигнала из-за дисперсии в пределах полосы частот сигнала.
3. Модель ITS (Institute for Telecommunication Science) [8-12] предназначена для описания узкополосных и широкополосных каналов.

Она описывает изменяющиеся во времени свойства высокочастотного ионосферного канала. Учитываются эффекты расплывания задержки луча по времени и коэффициента формы ее амплитуды; доплеровский сдвиг и разброс частоты; изменение доплеровской частоты с задержкой и рассеяние от диффузной многолучевости.

В модели ITS для получения характеристик (ИХ, ФР, АЧХ) для каждого луча используется "%\$%" аппроксимация профиля плазменной частоты и колокольная аппроксимация спектра входного сигнала. В этих приближениях спектр выходного сигнала при использовании метода стационарной фазы можно получить аналитически в виде ряда.

В качестве необходимого набора данных требуются параметры

- $h_1(\tau)$ зависимость плазменной частоты от высоты;
- τ_c , τ_L , τ_U функции, определяющей профиль задержки;
- $f_s(\tau)$ функции, описывающей доплеровский сдвиг;
- σ_D , характеризующий доплеровское уширение;
- S_v , характеризующий динамический диапазон приемника.

Вид функции, описывающей профиль мощности задержки (рисунок 3), получен из физических соображений при описании дисперсии и некогерентного рассеяния на флуктуациях плотности ЭК в ионосфере. Доплеровское уширение предполагается случайным. В зависимости от степени возмущения ионосферы оно считается гауссовским или лоренцевским со средним, зависящим от доплеровского сдвига по частоте f_s и возможного его изменения за время задержки.

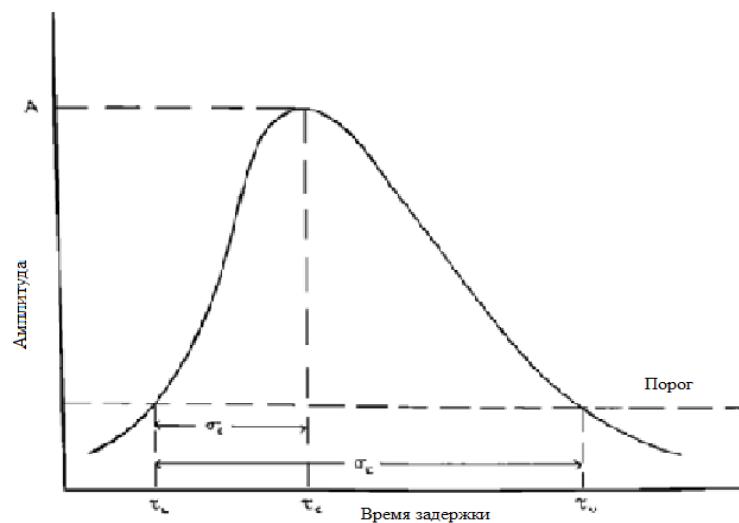


Рис. 3

Модель верифицирована на измерениях, полученных как на полярных, так и на среднеширотных трассах, а также для ионосферных условий, варьирующихся от спокойных и стабильных до сильных изменений.

4. В модели [13] осуществлено комплексирование модели 3 с моделью IRI (International Reference Ionosphere). Это позволило устраниТЬ такой недостаток модели 3, как необходимость задания параметров h_i , σ , f_p аппроксимаций профилей плазменных частот слоев ЭК ионосферы. Для подключения модели IRI к оперативному прогнозу характеристик ионосферы, соответствующих точке отражения волны в [13] применен алгоритм модификации параметров модели IRI. Использованный подход позволяет моделировать изменяющуюся во времени многолучевую структуру.

Модель верифицируется на известных данных и сравнивается с экспериментальными данными для анализа стабильности и задержек лучей во времени на трассах различной протяженности для спокойного и возбужденного состояния ионосферы. В обоих случаях при использовании многолучевой структуры от слоев ЭК E, F1, F2 модель показала хорошее совпадение с экспериментом.

В таблице 1 представлен перечень основных физических явлений, влияющих на изменение относительной структуры распространяющегося в ионосфере радиосигнала; их влияние на изменение структуры сигнала и вид характеристических функций канала; номера моделей в которых они учитываются и способ учета (детерминированный и случайный) этих явлений. Примечания к таблице представлены далее.

Расплывание ВСИ по частоте и задержке, описанное в строках 3-5 таблицы наглядно иллюстрируется ФР (рисунок 2).

Комментарии.

Строка 4) Модели 3,4 учитывают несимметричность относительно максимума графика ИХ в зависимости от задержки. Это позволяет частично учесть не только дисперсионные искажения, но и турбулентность в ионосфере.

Строка 5) В моделях различия между детерминированными и случайными эффектами, которые привели к искажениям сигнала и ХФ канала не делается.

Строка 7) В модели 4 учитывается исходя из данных по модели IRI ионосферы с учетом ее стабильности для разных временных интервалов. Зависимость задержки от доплеровского сдвига в моделях 3, 4 приводит к наклону графика ФР на плоскости $\tau!f_D$.

Строка 8) В модели 1 учитываются совместно (в одном луче); в моделях 2-4 – раздельно.

Строка 10) В модели 1 многолучевость учитывает наличие E и F слоев ЭК ионосферы; в моделях 2, 3 она учитывается эмпирически или (модель 3) на основе расчета детерминированной ионограммы; в модели 4 – с использованием модели IRI для E, F1 и F2 слоев ЭК ионосферы.

Строка 11) В моделях 1,2 учитывается эмпирически; в моделях 3,4 – на основе измеренной ФР.

Затухание, связанное с поглощением и рассеянием радиоволн ни одна модель не учитывает. Амплитудные параметры характеристик для всех моделей считаются случайными (релеевский канал). В модели 1 эмпирически (с использованием рекомендаций ITU) выбираются разные амплитуды О и X лучей для учета их интерференции. В моделях 3,4 есть возможность учета динамического диапазона приемника и АЧХ приемно-передающего тракта.

Модель 1 разработана для узкополосного радиосигнала с шириной полосы не более 12 кГц; 2-4 – для узкополосного радиосигнала с шириной полосы до 1 мГц.

Таблица 1.

Физические особенности каналов	Изменения структуры сигнала	Описание с помощью ХФ канала	Модели
1) Зависимость показателя преломления от несущей частоты (дисперсия)	Зависимость задержки сигнала от несущей частоты	Ветвь стационарной ионограммы (ВСИ)	1-4 Детер.
2) Изменения во времени высоты и электронной концентрации слоя; ветер	Доплеровский сдвиг несущей частоты	Сдвиг ВСИ по оси частот	1-4 Детер.
3) Тurbулентность ионосферы; некогерентное рассеяние	Доплеровское расплывание (рассеяние) по частоте	Расплывание ВСИ по частоте	1-4 Случ.
4) Зависимость показателя преломления от частоты в полосе частот сигнала (дисперсионные искажения); неразрешаемая многолучевость	Расплывание сигнала по задержке	Расплывание ВСИ по задержке	2-4 Детер.
5) Рассеяние Э/М волн и флуктуации показателя преломления	----	----	3,4
6) Нерегулярности электронной концентрации в ионосфере (высокие широты; аврора)	Задержка зависит от частоты	Сдвиг ВСИ по оси задержек	3,4 Детер.
7) Медленные изменения параметров электронной концентрации слоев и их взаимное перемещение	Долговременная зависимость задержки от времени (доплеровского сдвига)	----	4 Детер.
8) Расщепление траекторий лучей из-за учета влияния магнитного поля	Многолучевость: О и X лучи	Несколько ветвей ионограммы	1-4 Детер.
9) Расщепление траекторий лучей из-за конечной ширины ДН антенны при параболической аппроксимации ЭК слоя	Многолучевость: нижний и верхний (Педерсона) лучи	----	1-4 Детер.
10) Расщепление траекторий лучей для многослойной модели ЭК ионосферы	Многолучевость	----	1, 3, 4 Детер.
11) Расщепление траекторий лучей из-за отражений от земли	----	----	1-4 Детер.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное рассмотрение позволяет выявить влияние различных физических факторов при распространении электромагнитных волн в ионосфере на КВ каналов и оценить возможности и ограничения рассмотренных моделей.

Модель 4 позволяет адекватно учесть кроме физических ограничений ионосферного канала и технические ограничения приемно-передающих устройств. Ее использование при комплексировании с моделью IRI, аналогично [13] открывает возможность в реальном времени осуществлять необходимый краткосрочный прогноз параметров ионосферы и осуществлять среднесрочный прогноз для моделирования канала и анализа помехоустойчивости различных сигнально-кодовых конструкций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Иванов Д.В. Методы и математические модели исследования распространения в ионосфере сложных сигналов и коррекция их дисперсионных искажений. Монография. Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. - 268 с.
2. Иванов Д.В. Эффекты дисперсии в ионосферных радиоканалах Ч. 1. Модели распространения волновых пакетов в диспергирующих ионосферных каналах / Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова М.И., Овчинников В.В. // Радиотехника, 2024, Т. 88, №8. - С. 111-126.
3. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. - 512 с.
4. Николаев Б.И. Последовательная передача дискретных сообщений по непрерывным каналам с памятью. М.: Радио и связь, 1988. - 264 с.
5. Witvliet B. A., Alsina-Pagès R. Radio communication via Near Vertical Incidence Skywave propagation: an overview // Telecommunication Systems, 2017, Vol.66, No.1. - Pp. 295-309.
6. Watterson C., Juroshek J. R., Bensema W. Experimental Confirmation of an HF channel model // IEEE Transactions on Communication Technology, 1970, Vol. 18, No. 6. - Pp. 792–803.
7. Testing of HF Modems with Bandwidths of Up to about 12 kHz Using Ionospheric Channel Simulators: ITU-R F.1487. Geneva: International Telecommunications Union, 2000. – p.13.
8. Vogler, L. E., Hoffmeyer J. A. A New Approach o HF Channel Modeling and Simulation - art I: Deterministic Model // NTIA Report 88-240, 1988. - Pp.1- 38.
9. Vogler, L. E., Hoffmeyer J. A. A New Approach to HF Channel Modeling and Simulation - Part II: Stochastic Model // NTIA Report 90-255, 1990. - Pp.1- 38.
10. Vogler, L. E. A new approach to HF channel modeling and simulation, Part III, Transfer function // NTIA Rep. 92-284, 1992. - Pp.1- 38.
11. Vogler L. E., Hoffmeyer J. A. A model for wideband HF propagation channels // Radio Science, 1993, Vol. 28, No. 6. - Pp. 1131–1142.
12. Mastrangelo J. F. A New Wideband High Frequency Channel Simulation System / Mastrangelo J. F., Lemmon J. J., Vogler L. E., Hoffmeyer J. A., Pratt L. E., Behm C. J. // IEEE Transactions on Communications, 1997, Vol. 45, No. 1. - Pp. 26-34.
13. Yan Z., Zhang L., Rahman T., Su D. Prediction of the HF Ionospheric Channel Stability Based on the Modified ITS Model // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2013, Vol. 61, No. 6. - Pp. 3321-3333.

REFERENCES

1. Ivanov D. V. Methods and Mathematical Models for Studying the Propagation of Complex Signals in the Ionosphere and Correction of Their Dispersion Distortions. Yoshkar-Ola: MarGTU, 2006. – 268 p.
2. Ivanov D. V. Dispersion effects in ionospheric radio channels. Part 1. Models of wave packet propagation in dispersive ionospheric channels. / Ivanov D. V., Ivanov V. A., Ryabova M. I., Ovchinnikov V. V. // Radiotekhnika, 2024, Vol. 88, No.8, Pp. 111–126.
3. Gonorovsky I. S. Radio Engineering Circuits and Signals. M.: Radio i Svyaz, 1986. - 512 p.
4. Nikolaev B. I. Sequential Transmission of Discrete Messages over Continuous Channels with Memory. M.: Radio i Svyaz, 1988. – 512p.
5. Witvliet B. A., Alsina-Pagès R. Radio communication via Near Vertical Incidence Skywave propagation: an overview // Telecommunication Systems, 2017, Vol.66, No.1. - Pp. 295-309.
6. Watterson C., Juroshek J. R., Bensema W. Experimental Confirmation of an HF channel model // IEEE Transactions on Communication Technology, 1970, Vol. 18, No. 6. - Pp. 792–803.
7. Testing of HF Modems with Bandwidths of Up to about 12 kHz Using Ionospheric Channel Simulators: ITU-R F.1487. Geneva: International Telecommunications Union, 2000. – p.13.
8. Vogler, L. E., Hoffmeyer J. A. A New Approach o HF Channel Modeling and Simulation - art I: Deterministic Model // NTIA Report 88-240, 1988. - Pp.1- 38.
9. Vogler, L. E., Hoffmeyer J. A. A New Approach to HF Channel Modeling and Simulation - Part II: Stochastic Model // NTIA Report 90-255, 1990. - Pp.1- 38.
10. Vogler, L. E. A new approach to HF channel modeling and simulation, Part III, Transfer function // NTIA Rep. 92-284, 1992. - Pp.1- 38.
11. Vogler L. E., Hoffmeyer J. A. A model for wideband HF propagation channels // Radio Science, 1993, Vol. 28, No. 6. - Pp. 1131–1142.
12. Mastrangelo J. F. A New Wideband High Frequency Channel Simulation System / Mastrangelo J. F., Lemmon J. J., Vogler L. E., Hoffmeyer J. A., Pratt L. E., Behm C. J. // IEEE Transactions on Communications, 1997, Vol. 45, No. 1. - Pp. 26-34.
13. Yan Z., Zhang L., Rahman T., Su D. Prediction of the HF Ionospheric Channel Stability Based on the Modified ITS Model // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2013, Vol. 61, No. 6. - Pp. 3321-3333.

МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К АНАЛИЗУ ПОМЕХ ДРОБНОСТИ В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ С ДРОБНЫМИ ДЕЛИТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ

А. В. Леньшин¹, Н. М. Тихомиров², В. Н. Тихомиров², Е. В. Шаталов³

¹ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
Воронеж, Россия

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

³ВГЛТУ имени Г.Ф. Морозова, Воронеж, Россия

Аннотация. Предложен методический подход для анализа помех дробности (ПД) в синтезаторах частот (СЧ) с мультиаккумулятором, состоящим из независимых друг от друга аккумуляторов, с учетом квантования по времени процессов в идеальном импульсном элементе (ИИЭ) с использованием математической модели СЧ с дробными делителями частоты в пространстве состояний. Приведены результаты спектрального анализа выходного сигнала СЧ при различных значениях полосы пропускания системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ). Проанализировано влияние разброса задержек срабатывания множества импульсно-фазовых детекторов (ИФД) со стороны мультиаккумулятора на уровень ПД в СЧ. Приведены результаты спектрального анализа уровня ПД с помощью математической модели СЧ, учитывающей задержку срабатывания отдельного ИФД при поступлении на его вход нарастающего фронта сигнала с аккумулятора.

Ключевые слова: синтезатор частот, импульсно-фазовая автоподстройка частоты, дробные делители частоты, помехи дробности, мультиаккумулятор.

A METHODICAL APPROACH TO THE ANALYSIS OF FRACTIONAL INTERFERENCE IN FREQUENCY SYNTHESIZERS WITH FRACTIONAL DIVIDERS FREQUENCIES

A.V. Lenshin¹, N.M. Tikhomirov², V.N. Tikhomirov², E.V. Shatalov³

¹Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

²JSC «Concern «Constellation», Voronezh, Russia

³Voronezh State Forestry Engineering University named after G. Morozov, Voronezh, Russia

Abstract. A methodological approach is proposed for analyzing fractional interference (FI) in frequency synthesizers (FS) with a multiaccumulator consisting of independent accumulators, taking into account the time quantization of processes in an ideal pulse element (IPE) using a mathematical model of FS with fractional frequency dividers in the state space. The results of spectral analysis of the FS output signal at various values of the bandwidth of the pulse-phase frequency auto-tuning (PLL) system are presented. The effect of the spread of the response delays of multiple pulse-phase detectors (IPD) from the multiaccumulator on the PPD level in the midrange is analyzed. The results of a spectral analysis of the FI level using a mathematical model of FS, which takes into account the delay in the operation of a separate IFD when the rising edge of the signal from the battery enters its input, are presented.

Keywords: frequency synthesizer, pulse-phase frequency auto-tuning, fractional frequency dividers, fractional interference, multiaccumulator.

1. ВВЕДЕНИЕ

Функциональные возможности современных средств радиосвязи специального назначения (СРСН), радиолокационных систем, систем передачи информации в большой степени зависят от характеристик используемых СЧ на основе системы ИФАПЧ (СЧ_{PLL}), которые способны синтезировать множество когерентных колебаний (сетку рабочих частот) с заданными частотами. Характеристики СЧ_{PLL} в свою очередь определяются их архитектурой и применяемой элементно-компонентной базой [1, 2]. СЧ_{PLL} способны обеспечивать значительное число рабочих частот (более 30 тысяч) при относительной нестабильности рабочей частоты порядка 10^{-7} и выше [3].

Активно применяемые в СЧ_{PLL} цифровые делители частоты с дробно-переменными коэффициентами деления (ДДПКД) являются причиной присутствия в выходном сигнале СЧ_{PLL} нежелательных помех дробности (ПД). С целью снижения уровня ПД в спектре выходного сигнала СЧ_{PLL} используют различные схемотехнические решения и элементы цифровой логики [4–6].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Влияние нелинейностей системы ИФАПЧ (пороговый характер работы ДДПКД [2], неравенство токов заряда и разряда зарядовой накачки (ЗН) при использовании частотно-фазового детектора с ЗН (ЧФДзн) [7]), серьезно усложняющих решение задачи снижения уровня ПД в полосе пропускания системы ИФАПЧ в составе выходного сигнала СЧ_{PLL}, проанализировано в работе [8].

Среди направлений снижения уровня ПД можно выделить:

- 1) использование линейного ИФД типа «выборка-запоминание»;
- 2) использование ЧФДзн с неравными токами ЗН;
- 3) использование дополнительных устройств компенсации, выделяющих ПД, а в дальнейшем суммирующих их с сигналом ЧФДзн с неравными токами ЗН на входе фильтра низких частот (ФНЧ);
- 4) использование нескольких ИФД (типа RS-триггеров) параллельного действия совместно с дополнительными устройствами компенсации ПД;
- 5) применение нескольких ЧФДзн параллельно-последовательного действия; е) применение коммутирующих ФНЧ с переменными параметрами [8–12].

При разработке и проектировании различных радиоэлектронных систем практический интерес представляет методика определения ПД в системе ИФАПЧ с цепями модуляции и ДДПКД. Спектральная чистота сигналов на выходе СЧ_{PLL} с дробно-переменными делителями при различных емкостях аккумулятора проанализирована в работе [13]. Методология оценки влияния разброса параметров множества ИФД и неидеального функционирования устройств компенсации ПД на изменение уровня ПД в выходном сигнале СЧ_{PLL} в открытой научно-технической литературе практически отсутствует.

Целью данной работы является обоснование и разработка методического подхода для анализа помех дробности (ПД) выходного сигнала мультидетекторной системы ИФАПЧ СЧ_{PLL} с ДДПКД с разбросом значений их коэффициентов усиления с учетом неточности сигналов устройств компенсации ПД.

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Блок-схема импульсно-непрерывной модели СЧ_{PLL} для изучения локальных процессов и определения уровня ПД представлена на рисунке 1 (ДИ – дискретный интегратор; СИС – сумматор импульсных сигналов; МИГ – многофазный импульсный генератор). В отличие от ранее предложенной архитектуры СЧ_{PLL} с ДДПКД, управляемым ДСМ, с использованием ряда накапливающих сумматоров (аккумуляторов) и множества

ИФД (схема содержит один аккумулятор младших разрядов (Ak_LSB1) и множество K аккумуляторов старших разрядов ($Ak_MSB1, Ak_MSB2, \dots, Ak_MSB32$) на рис. 1 аккумуляторы $Ak_MSB2, Ak_MSB3, \dots, Ak_MSB32$ заменены на линии задержки $L31, L32, \dots, L331$, тактируемые сигналом с частотой f_R , соединенные последовательно и каждая из которых задерживает входной сигнал на величину $(m/K)T_R$, то есть $d = m/K$. С выходов Ak_MSB1 и $L31, L32 \dots L331$ сигналы подаются на вычитающие устройства $Сум1, Сум2, \dots, Сум32$, на второй вход которых подается постоянный сигнал R/m , эквивалентный средней частоте $f_a = (R/m)f_R$.

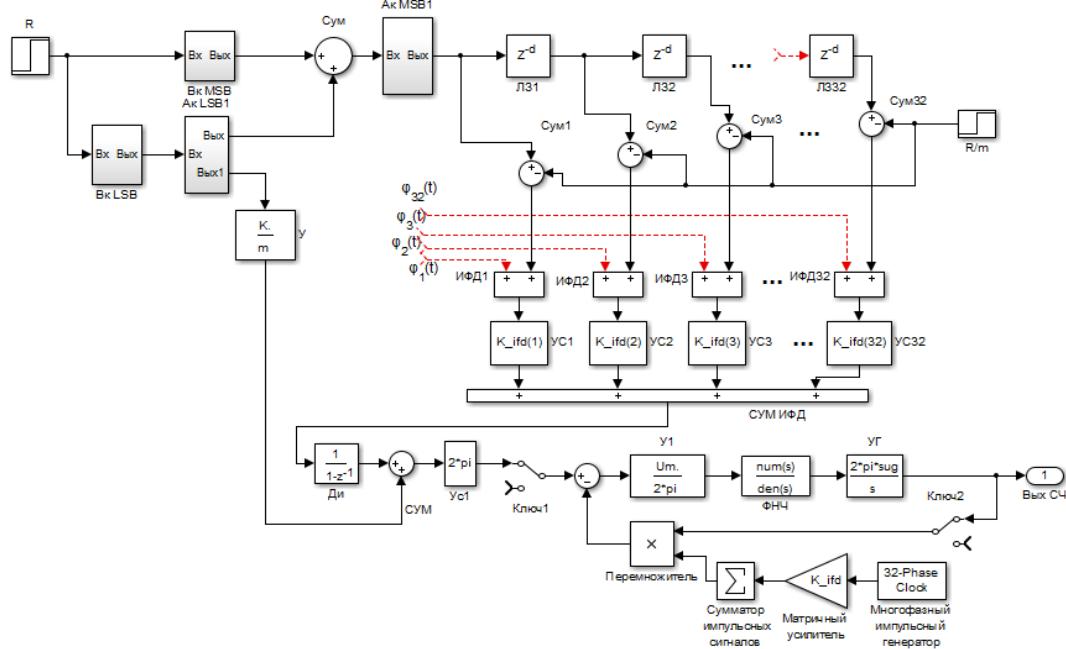


Рис. 1. Блок-схема импульсно-непрерывной модели СЧPLL

Сигнал с выходов $Сум1, Сум2, \dots, Сум32$ подается на ИФД1, ИФД2, ..., ИФД32, на их вторые входы (ИФД выполнены в виде суммирующих устройств) поступают $\varphi_1(t), \varphi_2(t), \dots, \varphi_{32}(t)$ как дополнительные сигналы помех, которые можно считать внутренними шумами ИФД1, ИФД2, ..., ИФД32 или внешними помехами. С выходов ИФД парциальные сигналы поступают на усилители с коэффициентами $K_{ifd}(k)$ и далее на сумматор СУМ ИФД, ДИ, сумматор СУМ, усилитель $Ус1$ и Ключ1. Ключ1 замыкается (период замыкания T_R) и представляет собой идеальный импульсный элемент (ИИЭ), генерирующий на своем выходе последовательность δ -функций, величина которых пропорциональна фазе сигнала, формируемого множеством аккумуляторов.

Абсолютная задержка импульсной последовательности с выхода $AkMSB1$ относительно импульсной последовательности с выхода $L3k$ ($AkMSBk$) определяется как

$$T_{3AD}^{abs}(i) = \frac{i \cdot m}{\alpha K} T_R, \quad (1)$$

где $T_R = 1/f_R$; $\alpha = 1$ для R нечетных или $\alpha =$ максимальное число кратное 2, на которое делится R ; $i = \overline{1,31}$.

Абсолютную задержку $T_{3AD}^{abs}(i)$ можно определить из уравнения первого порядка

$$\text{mod}\left[T_{\text{ЗАД}}^{\text{абс}}(i), \frac{m}{KR} T_{\text{R}}\right] = \frac{m}{KR} T_{\text{R}}(k-1), \quad (2)$$

где $k = \overline{2, K}$ – номер ЛЗ; $\text{mod}[x, y]$ – функция вычисления остатка от целочисленного деления x на y ; $T_{\text{R}} = 1/f_{\text{R}}$, f_{R} – частота опорного сигнала.

Относительная задержка усредненной импульсной последовательности (УИП) с выхода AkMSB1 по УИП с выхода ЛЗ_k (AkMSB k) определяется как

$$T_{\text{ЗАД}}^{\text{отн}}(k) = \frac{m}{KR} T_{\text{R}}(k-1). \quad (3)$$

Система ИФАПЧ вместе с традиционными элементами У1 (U_m – среднее значение напряжения максимальных выходных сигналов ИФД k , выполненных на RS-триггере), ФНЧ и управляемый генератор (УГ) содержит также Ключ2, представляющий собой идеальный импульсный элемент (ИИЭ), тактируемый сигналом с периодом $T_{\text{УГ}}$, многофазный импульсный генератор МИГ, генерирующий на каждом из K выходов единичные импульсы длительностью $\tau_{\text{УГ}}$ с периодом $KT_{\text{УГ}}$ и задержкой друг относительно друга на $T_{\text{УГ}}$, матричный усилитель с коэффициентом усиления K_{ijd} , сумматор импульсных сигналов СИС и перемножитель. Сигнал на выходе перемножителя получает дополнительную периодическую (с периодом $KT_{\text{УГ}}$) модуляцию и пропорциональную значению $K_{ijd}(iT_{\text{УГ}})$.

Проанализируем методику определения уровня ПД с использованием непрерывной модели ИФАПЧ в том случае, когда влиянием квантования по времени в ИИЭ можно пренебречь. Для упрощения решения этой задачи будем считать, что исследуется «мультиаккумулятор», состоящий из K независимых друг от друга аккумуляторов и суммы AkMSB k и AkLSB1, на которые подается одинаковое число R . Начальные состояния этих аккумуляторов заданы по определенному закону только в их старших разрядах. Число в k -м аккумуляторе $C_k[n]$ в зависимости от n -го тактируемого сигнала с частотой f_{R} меняется по закону

$$C_k[n+1] = \text{mod}(C_k[n] + R, m). \quad (4)$$

В момент переполнения AkMSB k с их точек выхода появляется сигнал, равный единице, в другие моменты времени этот сигнал равен нулю. Это можно записать как

$$\text{CHC}_i[n] = C_i[n] < C_i[n-1]. \quad (5)$$

С помощью выражений (4), (5) функционирование мультиаккумулятора можно описать в виде системы матричных разностных уравнений

$$\begin{cases} \mathbf{C}[n+1] = \mathbf{A} \cdot \mathbf{CM}[n] + \mathbf{BR}, \\ \mathbf{CM}[n] = \text{mod}(\mathbf{C}[n], m), \\ \text{CHC}[n] = [\mathbf{CM}[n] < \mathbf{CM}[n-1]], \end{cases} \quad (6)$$

где $\mathbf{C} = [C_1, C_2, \dots, C_K]$ – вектор-столбец состояний мультиаккумулятора (с учетом $C_k[0] = 2^{na-nm}(k-1)$); \mathbf{A} – диагональная единичная матрица размером $K \times K$; $\mathbf{CM} = [\mathbf{CM}_1, \mathbf{CM}_2, \dots, \mathbf{CM}_K]$ – вектор-столбец состояний мультиаккумулятора с учетом операции $\text{mod}(x, m)$; \mathbf{B} – единичный вектор столбец k -го порядка; $\text{CHC} = [\text{CHC}_1, \text{CHC}_2, \dots, \text{CHC}_K]$ – вектор-столбец состояний на выходах переполнений мультиаккумулятора.

Для анализа СЧPLL уравнения (6) необходимо дополнить разностным уравнением функционирования аккумулятора AkLSB1 вида

$$e_{\text{AkLSB1}}[n+1] = \text{mod}(e_{\text{AkLSB1}}[n] + R2, 2^{na-nm}), \quad (7)$$

где $e_{\text{AkLSB1}}[n]$ – сигнал AkLSB1 в точке Вых1.

Представим сигнал на входе СУМ со стороны мультиаккумулятора в виде разностного уравнения

$$\varphi_{\text{ВХ}}[n] = 2\pi \sum_{i=0}^n \mathbf{K}_{\text{ifd}} [\mathbf{CHC}[i] - R/m] + [e_{\text{AkLSB1}}[n] + de_{\text{AkLSB1}}[n]] \frac{2\pi K}{m}, \quad (8)$$

где \mathbf{K}_{ifd} – вектор-строка $[K_{ifd}(1), K_{ifd}(2), \dots, K_{ifd}(K)]$; $de_{\text{AkLSB1}}[n]$ – некоторое отклонение от сигнала AkLSB1 в точке Вых1 из-за неидеальности цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), преобразующего «цифровое» состояние AkLSB1 в аналоговый сигнал (на рис. 1 не показан).

Анализ структурной схемы на рис. 1 позволяет сделать вывод, что изображение по Лапласу фазы сигнала УГ на выходе СЧПЛЛ $f_{\text{вых}}$ можно записать в виде

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{вых}}(s) = & \{[e_{\text{AkMSB1}}(s) - \frac{R}{m}] \frac{2\pi z}{z-1} \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) z^{-d(k-1)} + \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) \varphi_k(s) + \\ & + [e_{\text{AkLSB1}}(s) + de_{\text{AkLSB1}}(s)] \frac{2\pi K}{m}\} \frac{(U_m / 2\pi) G_{\Phi\text{НЧ}}(s) 2\pi S_{\text{УГ}} / s}{1 + (U_m / 2\pi) G_{\Phi\text{НЧ}}(s) 2\pi S_{\text{УГ}} \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) / n2s}, \end{aligned} \quad (9)$$

где $e_{\text{AkMSB1}}(s)$, $e_{\text{AkLSB1}}(s)$, $de_{\text{AkLSB1}}(s)$ – изображение по Лапласу сигнала AkMSB1 в точке Вых, сигнала AkLSB1 и некоторого отклонения от сигнала AkLSB1 в точке Вых1; $\varphi_k(s)$ – изображение по Лапласу сигнала $\varphi_k(t)$; $z = \exp(sT_R)$.

Для обеспечения необходимого снижения уровня ПД с частотами $k \cdot f_R / m$, $k = 1, 2, 3, \dots$ в СЧПЛЛ используется сигнал AkLSB1 из точки Вых1 (рис. 1). В идеальном случае, когда $K_{ifd}(k) = 1$, $de_{\text{AkLSB1}}(t) = 0$ и $\varphi(k) = 0$ на вход СУМ подается точный сигнал AkLSB1 с точки Вых1, в этом случае справедливо выражение

$$\varphi_{\text{ВХ}}(s) = \left[e_{\text{AkMSB1}}(s) - \frac{R}{m} \right] \frac{2\pi z}{z-1} \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) z^{-d(k-1)} + e_{\text{AkLSB1}}(s) \frac{2\pi K}{m} = 0, \quad (10)$$

соответственно ПД на выходе СЧПЛЛ отсутствуют.

Условие полной компенсации ПД во временной области имеет вид

$$\text{mod} \left[n \cdot R2, \frac{m}{K} \right] \equiv \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \text{mod} \left[\frac{m}{K} (k-1) + n \cdot R, m \right] - \frac{m(K-1)}{2 \cdot K}, \quad (11)$$

левая часть которого отражает сигналы с AkLSB1, а правая – с суммы AkMSB.

Анализ выражений (10), (11) показывает, что уровень ПД $\varphi_{\text{ВХ}}(t)$ зависит от отличия $K_{ifd}(k)$ от 1, точности ЦАП, преобразующего цифровой сигнал $e_{\text{AkLSB1}}[n]$ в аналоговый. Из анализа уравнения (10) для $n2 = K$ следует также вывод, что в схеме СЧПЛЛ происходит не умножение шумов приведенных к входам ИФД, а их суммирование, что также приводит к ухудшению качества выходного сигнала СЧПЛЛ. В соответствии с рис. 1 и выражениями (9), (10) в системе MATLAB [14] разработана программа для определения уровня ПД в виде зависимости $\varphi_{\text{ВХ}}(t)$, где $t = n/f_R$, в этом случае $\varphi_{\text{ВХ}}(t)$ представляет собой решетчатую функцию с периодом m/f_R . Соответственно спектральные составляющие ПД можно оценить, используя быстрое преобразование Фурье от $\varphi_{\text{ВХ}}(t)$.

Спектральные составляющие ПД на легко вычислить, умножив спектральные составляющие ПД $\varphi_{\text{ВХ}}(t)$ на модуль передаточной функции замкнутой ИФАПЧ

$$G_{\text{PLL}}(j\omega) = \frac{(U_m/2\pi) \cdot G_{\Phi\text{НЧ}}(j\omega) 2\pi S_{y\Gamma}/j\omega}{1 + (U_m/2\pi) \cdot G_{\Phi\text{НЧ}}(j\omega) 2\pi S_{y\Gamma} \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) / j\omega n^2}. \quad (12)$$

На рисунке 2 представлены результаты спектрального анализа $0,5 \cdot \varphi_{\text{вх}}(t)$ для случая $R = 8449$, $m = 2^{15}$, $K = 32$, $f_R = 320$ МГц, $n2 = K$, $\varphi(k) = 0$. Величина $0,5 \cdot \varphi_{\text{вх}}(t)$ отражает одну «боковую» составляющую спектра фазы выходного сигнала СЧPLL $\varphi_{\text{вых_сч}}(t) \approx 0,5 \cdot \varphi_{\text{вх}}(t)$ в широкополосной системе ИФАПЧ.

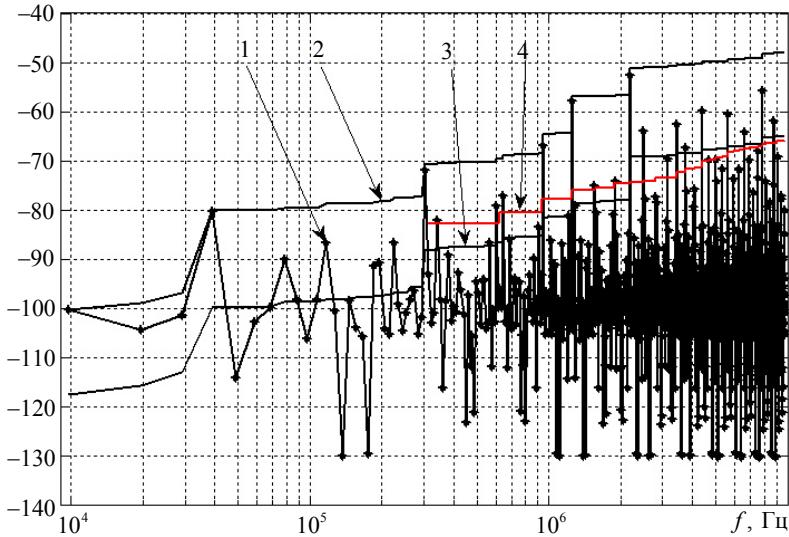


Рис. 2. Спектр фазы выходного сигнала в широкополосной системе ИФАПЧ

На рис. 2 обозначены кривые: 1 – $20 \log |\varphi_{\text{вых_сч}}(nf_{\text{ПД}})|$, спектральные составляющие быстрого преобразования Фурье от $\varphi_{\text{вых_сч}}(t)$; 2 – сумма спектральных составляющих $\varphi_{\text{вых_сч}}(t) - 20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{|\varphi_{\text{вых_сч}}(if_{\text{ПД}})|^2}$; 3 – сумма спектральных составляющих $20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{|\varphi_{\text{вых_сч}}(if_{\text{ПД}})|^2}$ для случая, когда $K_{ifd}(k)=1$ за исключением $K_{ifd}(1)=1+0,01$ и $de_{\text{Ak_ LSB1}}(t)=0$; кривая 4 – сумма спектральных составляющих $20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{|\varphi_{\text{вых_сч}}(i \cdot f_{\text{ПД}})|^2}$ для случая, когда $K_{ifd}(k)=1$, а $de_{\text{Ak_ LSB1}}(t)$ – решетчатая функция, амплитуда которой представляет случайную величину, распределенную по нормальному закону с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением (СКО), равным 0,5. Кривые 1 и 2 получены для случая, когда значения $K_{ifd}(k)$ представляют случайную величину, распределенную по нормальному закону со средним значением 1, с СКО, равным 0,01 и $de_{\text{Ak_ LSB1}}(t)=0$. Из анализа рис. 2 следует, что нарушение условий $K_{ifd}(k)=1$ или $de_{\text{Ak_ LSB1}}(t)=0$ приводит к резкому увеличению уровню ПД в составе выходного сигнала СЧPLL.

Рассмотрим методику расчета уровня ПД в СЧPLL с учетом квантования по времени процессов в ИИЭ на входе и цепи обратной связи системы ИФАПЧ. При анализе уровня ПД в СЧPLL наряду с общими соотношениями будем ориентироваться на использование

в цепи ИФД–УГ традиционного ФНЧ (последовательное соединение пропорционально-интегрирующего и интегрирующего фильтров) [11, 15].

Для получения математической модели СЧ_{PLL} будем использовать дифференциальные уравнения, описывающие ее в пространстве состояний, вида

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{AX} + \mathbf{B} \left[\varphi_{\text{вх}}(t) T_{\text{R}} \delta(t - nT_{\text{R}}) - \varphi_{\text{уг}}(t) T_{\text{уг}} \delta(t - iT_{\text{уг}}) K_{\text{ifd}}[iT_{\text{уг}}] \right], \\ \varphi_{\text{уг}}(t) = \mathbf{CX}, \end{cases} \quad (13)$$

где \mathbf{X} – вектор состояний длиной k (напряжения на конденсаторах ФНЧ, фаза УГ $\varphi_{\text{уг}}(t)$); \mathbf{A} – квадратная матрица состояния; \mathbf{B} – вектор управления; $\varphi_{\text{вх}}(t)$ – сигнал на входе Ключа1; $\delta(t)$ – функция Дирака; \mathbf{C} – вектор-строка для вычисления выходной координаты $\varphi_{\text{уг}}(t)$; $K_{\text{ifd}}[iT_{\text{уг}}]$ – периодическая функция с периодом $KT_{\text{уг}}$ (т.е. $K_{\text{ifd}}[(i+K)T_{\text{уг}}] = K_{\text{ifd}}[iT_{\text{уг}}]$ и $K_{\text{ifd}}[iT_{\text{уг}}] = K_{\text{ifd}}(k)$ для $\text{mod}(i, K) = k$); для схемы ФНЧ (последовательное соединение пропорционально-интегрирующего и интегрирующего

$$\text{фильтров); } \mathbf{X} = [U_{\text{C1}}(t); U_{\text{C2}}(t); \varphi_{\text{уг}}(t)]; \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/T_2 & 0 & 0 \\ (1 - T_1/T_2)/T_3 & -1/T_3 & 0 \\ 0 & 2\pi S_{\text{уг}} & 0 \end{bmatrix}; \quad T_1 = R2C1; \\ T_2 = (R1 + R2)C1; \quad T_3 = R1C2; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} U_m/(2\pi T_2) \\ U_m T_1/(2\pi T_2 T_3) \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = [0; 0; 1]; \quad U_{\text{C1}}(t) \text{ и } U_{\text{C2}}(t) \text{ – напряжения}$$

на конденсаторах С1 и С2 ФНЧ.

Интегрирование выражения (13) проведем на трех соседних подынтервалах времени, принимая во внимание эпюры импульсов тактирования Ключа1 – $e_{\text{R}}(t)$ и Ключа2 – $e_{\text{уг}}(t)$ (наиболее интересный случай $T_{\text{R}} < T_{\text{уг}}$): первый подынтервал – $\tau_{\text{уг}}[n]$; второй подынтервал – $\tau_{\text{R}}[n]$; третий подынтервал – $k_{\text{R_уг}}[n] \cdot T_{\text{уг}} = \text{floor}[(T_{\text{R}} - \tau_{\text{уг}}[n])/T_{\text{уг}}]T_{\text{уг}}$; где $\text{floor}[x/y]$ – выделение целого числа при делении x на y . Рекуррентные соотношения для вычисления $\tau_{\text{уг}}[n+1]$ и $\tau_{\text{R}}[n+1]$ имеют следующий вид

$$\begin{cases} \tau_{\text{уг}}[n+1] = T_{\text{R}} - k_{\text{R_уг}}[n]T_{\text{уг}} - \tau_{\text{R}}[n], \\ \tau_{\text{R}}[n+1] = T_{\text{уг}} - \tau_{\text{уг}}[n+1]. \end{cases} \quad (14)$$

Особенностью дифференциального уравнения (13) является наличие δ -функций в его составе. Используя методику решения дифференциальных уравнений, в состав которых входят обобщенные функции (в том числе δ -функции и ее производные), решение (13) представим в виде рекуррентного соотношения для первого подынтервала

$$\mathbf{X}[nT_0] = \exp(\mathbf{A}\tau_{\text{уг}}[n])\mathbf{A}_1[iT_{\text{уг}}]\mathbf{X}[nT_0 - \tau_{\text{уг}}[n]], \quad (15)$$

где $\mathbf{X}[nT_0 - \tau_{\text{уг}}[n]]$ – состояние системы ИФАПЧ в момент времени $nT_0 - \tau_{\text{уг}}[n]$; $\mathbf{A}_1[iT_{\text{уг}}]$ является блочной единичной диагональной матрицей размером $k \times k$, в которой k -й столбец заменен на $-\mathbf{B}T_{\text{уг}}K_{\text{ifd}}[iT_{\text{уг}}] + [0; 0; \dots; 1]$ и определяет величину скачка вектора состояния при $nT_0 - \tau_{\text{уг}}[n]$; $\mathbf{A}_1[iT_{\text{уг}}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -U_m T_{\text{уг}} K_{\text{ifd}}[iT_{\text{уг}}]/(2\pi T_2) \\ 0 & 1 & -U_m T_{\text{уг}} K_{\text{ifd}}[iT_{\text{уг}}] T_1 / (2\pi T_2 T_3) \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$.

Решение (13) для второго подынтервала запишем в виде

$$\mathbf{X}[nT_R + \tau_R[n]] = \exp(\mathbf{A}\tau_{y_\Gamma}[n])[\mathbf{X}[nT_R] + T_R\varphi_{BX}[nT_R]\mathbf{B}], \quad (16)$$

где $T_R\varphi_{BX}[nT_R]\mathbf{B}$ – величина скачка вектора состояния в момент времени nT_0 .

Решение (13) для третьего подынтервала имеет следующий вид

$$\mathbf{X}[nT_R + \tau_R[n] + iT_{y_\Gamma}] = \exp(\mathbf{A}iT_{y_\Gamma})\mathbf{A}_1[iT_{y_\Gamma}]\mathbf{X}[nT_R + \tau_R[n] + (i-1)T_{y_\Gamma}]. \quad (17)$$

Состояния ИФАПЧ вычисляются по (17) на третьем подынтервале $k_{R,y_\Gamma}[n]$ раз.

В соответствии со схемой СЧ (рис. 1) и (15)...(17) в системе MATLAB [14] разработана программа для определения уровня ПД в виде зависимости $\varphi_{y_\Gamma}[iT_{y_\Gamma}]$. Максимальный период ПД $T_{PD} = m/f_R$, а $T_{y_\Gamma} = m/f_RRK$, то $T_{PD} = RKT_{y_\Gamma}$. Поэтому максимальное значение i_{max} при определении уровня ПД с учетом переходных процессов в ИФАПЧ [16] должно быть $i_{max} > RK$. Соответственно спектральные составляющие ПД можно получить, используя быстрое преобразование Фурье от $\varphi_{y_\Gamma}[iT_{y_\Gamma}]$ с числом выборок, равным RK .

На рисунке 3 представлены результаты спектрального анализа $0,5 \cdot \varphi_{y_\Gamma}[f]$ для случая $R = 8193$, $m = 2^{15}$, $K = 32$, $f_R = 320$ МГц, $n2 = K$, $\varphi(k) = 0$, $K_{ifd}(k)$ представляют случайную величину, распределенную по нормальному закону со средним значением 1, с СКО, равным 0,01 и $de_{Ak_LSB1}(t) = 0$, полосы пропускания ИФАПЧ ~ 100 кГц (рис. 3а) и ~ 10 МГц (рис. 3б).

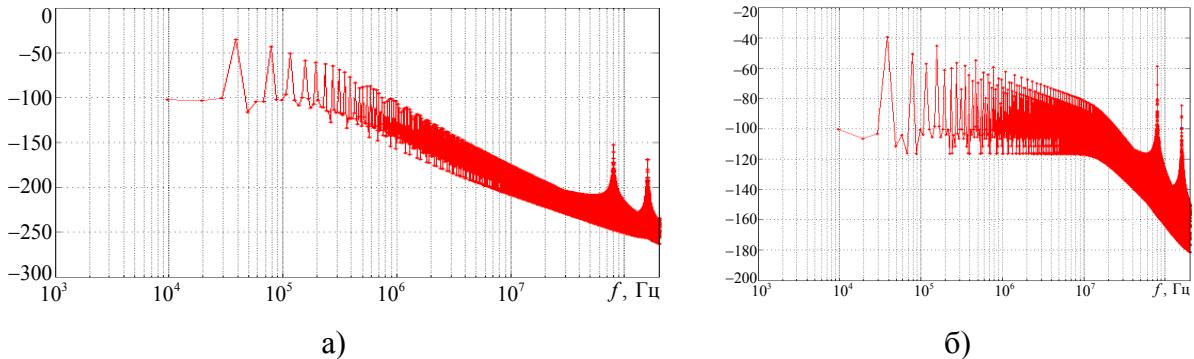


Рис. 3. Спектры фазы выходного сигнала системы ИФАПЧ:
а) полоса ~ 100 кГц; б) полоса ~ 10 МГц

Результаты проведенных исследований показали, что определения уровня ПД по разработанным методикам определения уровня ПД с учетом и без учета влияния дискретизации во времени с помощью Ключ1 и Ключ2 практически одинаковы. Это позволяет сделать вывод о возможности использовать для определения уровня ПД в СЧPLL более простой методики, не учитывающей эффекты квантования по времени.

Рассмотрим влияние разброса задержек срабатывания K ИФД-RS-триггеров со стороны мультиаккумулятора на уровень ПД в СЧPLL. Введем параметр $\tau_{ifd}(k)$ – массив чисел в секундах длиной K , k – номер ИФД, определяющий задержку срабатывания k -го ИФД при поступлении на его вход нарастающего фронта сигнала с k -го аккумулятора. В этом случае в модели СЧPLL на рис. 1 необходимо добавить между каждым выходом U_{Sk} и входом СУМ ИФД линии задержки $\tau_{ifd}(k)$. В этом случае (10) имеет вид

$$\varphi_{\text{BX}}(s) = \left[e_{\text{AkMSB}_1}(s) - \frac{R}{m} \right] \frac{2\pi z}{z-1} \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) e^{-s\tau_{ifd}(k)} z^{-d(k-1)} + e_{\text{AkLSB}_1}(s) \frac{2\pi K}{m}. \quad (18)$$

На рисунке 4 представлены результаты спектрального анализа $0,5 \cdot \varphi_{\text{BX}}(t)$, рассчитанные с помощью выражения (18), для случая $R = 8449$, $m = 2^{15}$, $K = 32$, $f_R = 320$ МГц, $n2 = K$, $\varphi(k) = 0$.

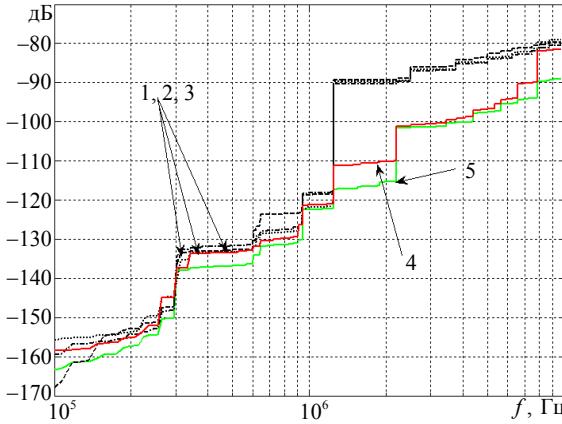


Рис. 4. Спектры фазы выходного сигнала широкополосного СЧPLL с учетом разброса задержек срабатывания ИФД

Прерывистые кривые 1, 2 и 3 (три реализации) – это сумма спектральных составляющих $\varphi_{\text{вых_сч}}(t) = 20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{\left| \varphi_{\text{вых_сч}}(if_{\text{ПД}}) \right|^2}$, когда значения $\tau_{ifd}(k)$ представляют собой случайную величину, распределенную по нормальному закону со средним значением $12,5 \cdot 10^{-12}$ с и СКО = $5 \cdot 10^{-12}$ с. Кривая 4 – сумма $20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{\left| \varphi_{\text{вых_сч}}(if_{\text{ПД}}) \right|^2}$ для случая, когда все значения $\tau_{ifd}(k)$ представляют случайную величину, распределенную по нормальному закону со средним значением $12,5 \cdot 10^{-12}$ с и СКО = $5 \cdot 10^{-12}$ с, а $e_{\text{Ak_LSB}_1}(t)$ также запаздывает на $12,5 \cdot 10^{-12}$ с. Кривая 5 – сумма $20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{\left| \varphi_{\text{вых_сч}}(if_{\text{ПД}}) \right|^2}$ при $\tau_{ifd}(k) = 0$ кроме $\tau_{ifd}(1) = 12,5 \cdot 10^{-12}$ с.

Анализ приведенных на рис. 4 зависимостей показывает, что резкий скачок уровня спектральных составляющих на частоте 1,25 МГц обусловлен задержкой компенсирующего сигнала $e_{\text{AkLSB}_1}(t)$.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в данной работе разработан методический подход для анализа ПД в СЧPLL, состоящим из множества аккумуляторов, с учетом квантования по времени процессов в ИИЭ. Приведены результаты спектрального анализа выходного сигнала СЧPLL при различных значениях полосы пропускания системы ИФАПЧ. Проанализировано влияние разброса задержек срабатывания множества ИФД на уровень ПД. Приведены результаты моделирования и анализа уровня ПД с помощью математической модели СЧPLL с дробно-переменными делителями частоты, учитывающей задержку срабатывания отдельного ИФД.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ченакин А.В., Горевой А.В. Практическое построение синтезаторов частот СВЧ-диапазона. – М.: Горячая линия–Телеком, 2021. – 280 с.
2. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. – М.: Радио и связь, 2010. – 328 с.
3. Радиопередающие устройства. Учебник для вузов / С.И. Дингес, Р.Ю. Иванюшкин, В.Б. Козырев и др.; под общ. ред. Р.Ю. Иванюшкина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2022. – 1200 с.
4. Riley T., Copeland M., Kwasniewski T. Delta-sigma modulation in fractional-N frequency synthesis // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1993. – vol. 28. – № 5. – P. 553–559.
5. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Романов С.К., Тихомиров М.Н. Помехи дробности в синтезаторах с делителями частоты, управляемыми дельта-сигма модуляторами // Телекоммуникации. – 2012. – № 5. – С. 38–42.
6. Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V., Fortunova N.A. Calculation of interference spectrum in frequency synthesizers split mismatch charging pump currents // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINCHROINFO 2024). – Vyborg, Russia: IEEE Digital library, 2024. – С. 247–253.
7. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.
8. Романов С.К., Матыцина А.И., Тихомиров Н.М. О влиянии рассогласования токов накачки импульсного частотно-фазового детектора на спектр помех в системе ИФАПЧ с дробным делителем частоты // Теория и техника радиосвязи. – 2008. – Вып. 1. – С. 111–117.
9. Yang Y.-C., Lu S.-S. A Quantization Noise Pushing Technique for $\Delta\Sigma$ Fractional-N Frequency Synthesizers // IEEE Transactions Microwave. Theory and Techniques. – 2008. – vol. 56. – № 4. – P. 817–825.
10. Леньшин А.В., Романов С.К. Интермодуляционные помехи в синтезаторах частот дробно-переменными делителями частоты // Вестник Воронежского института МВД России. – 2011. – № 2. – С. 19–24.
11. Banerjee D. PLL Performance, Simulation and Design. – 5-th Edition. – Texas Instruments, 2017. – 492 p.
12. Rohde U., Poddar A. Noise minimization techniques for RF and MW signal sources // Microwave Journal. – 2007. – Vol. 50. – № 9. – P. 136–162.
13. Коротков А.С., Леньшин А.В. Моделирование характеристик синтезаторов частот с каналами компенсации фазовых искажений для комплексов средств связи // Телекоммуникации. – 2024. – № 10. – С. 19–30.
14. Дьяконов В.П. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров. – М.: ДМК Пресс, 2023. – 977 с.
15. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.
16. Леньшин А.В., Тихомиров В.Н., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В. Переходные процессы в системе импульсно-фазовой автоподстройки с дробно-переменными делителями частоты и элементами коммутации // Известия высших учебных заведений. Авиационная техника. – 2024. – № 12. – С. 218–229.

REFERENCES

1. Chenakin A.V., Gorevoy A.V. Practical construction of microwave frequency synthesizers. – Moscow: Hotline-Telecom, 2021. – 280 p.
2. Romanov S.K., Tikhomirov N.M., Lenshin A.V. Pulse-phase auto-tuning systems in frequency synthesis and stabilization devices. – Moscow: Radio and Communications, 2010. – 328 p.
3. Radio transmission devices. Textbook for universities / S.I. Dinges, R.Y. Ivanyushkin, V.B. Kozyrev and others; under the general editorship of R.Y. Ivanyushkin. – M.: Hotline–Telecom, 2022. – 1200 p.
4. Riley T., Copeland M., Kwasniewski T. Delta-sigma modulation in fractional-N frequency synthesis // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1993. – vol. 28. – No. 5. – P. 553–559.
5. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Tikhomirov M.N. Fractional interference in synthesizers with frequency dividers controlled by delta-sigma modulators // Telecommunications. – 2012. – No. 5. – Pp. 38–42.
6. Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V., Fortunova N.A. Calculation of interference spectrum in frequency synthesizers split mismatch charging pump currents // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINCHROINFO 2024). – Vyborg, Russia: IEEE Digital library, 2024. – C. 247–253.
7. Levin V.A., Malinovsky V.N., Romanov S.K. Frequency synthesizers with a pulse-phase frequency auto-tuning system. – Moscow: Radio and Communications, 1989. – 232 p.
8. Romanov S.K., Matytsina A.I., Tikhomirov N.M. On the effect of mismatch of pump currents of a pulsed frequency-phase detector on the interference spectrum in a PLL system with a fractional frequency divider // Theory and technology of radio communication. – 2008. – Issue 1. – Pp. 111–117.
9. Yang Y.-C., Lu S.-S. A Quantization Noise Pushing Technique for $\Delta\Sigma$ Fractional-N Frequency Synthesizers // IEEE Transactions Microwave. Theory and Techniques. – 2008. – vol. 56. – No. 4. – P. 817–825.
10. Lenshin A.V., Romanov S.K. Intermodulation interference in frequency synthesizers by fractional-variable frequency dividers // Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia. – 2011. – No. 2. – Pp. 19–24.
11. Banerjee D. PLL Performance, Simulation and Design. – 5-th Edition. – Texas Instruments, 2017. – 492 p.
12. Rohde U., Poddar A. Noise minimization techniques for RF and MW signal sources // Microwave Journal. – 2007. – Vol. 50. – No. 9. – P. 136–162.
13. Korotkov A.S., Lenshin A.V. Modeling the characteristics of frequency synthesizers with phase distortion compensation channels for communication complexes // Telecommunications. – 2024. – No. 10. – Pp. 19–30.
14. Dyakonov V.P. MATLAB and SIMULINK for radio engineers. – M.: DMK Press, 2023. – 977 p.
15. Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Lenshin A.V. Formation of FM signals in synthesizers with auto-tuning. – Moscow: Radio and Communications, 2004. – 210 p.
16. Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V. Transient processes in a pulse-phase auto-tuning system with fractional-variable frequency dividers and switching elements // News of higher educational institutions. Aviation equipment. – 2024. – No. 12. – Pp. 218–229.

АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ С ДРОБНЫМИ ДЕЛИТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ С ЭЛЕМЕНТАМИ КОММУТАЦИИ

A. V. Леньшин¹, Н. М. Тихомиров², Е. В. Шаталов³

¹ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
Воронеж, Россия

²АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

³ВГЛТУ имени Г.Ф. Морозова, Воронеж, Россия

Аннотация. Разработана методика определения длительности переходных процессов в синтезаторах частот (СЧ) с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ) с режимами биений и коммутации параметров при наличии помех коммутации. Приведены аналитические выражения для определения длительностей переходных процессов в СЧ с системой ИФАПЧ с элементами коммутации и с учетом режима «биений». Проанализированы результаты расчетов по предложенной методике и результатов моделирования переходных процессов в СЧ при применении различных режимов с использованием подсистемы Simulink Power System системы MATLAB.

Ключевые слова: синтезатор частот, импульсно-фазовая автоподстройка частоты, переходные процессы, элементы коммутации, быстродействие.

ANALYSIS OF TRANSIENT PROCESSES IN SYNTHESIZERS FREQUENCIES WITH FRACTIONAL FREQUENCY DIVIDERS WITH SWITCHING ELEMENTS

A.V. Lenshin¹, N.M. Tikhomirov², E.V. Shatalov³

¹Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

²JSC «Concern «Sozvesdie», Voronezh, Russia

³Voronezh State Forestry Engineering University named after G. Morozov, Voronezh, Russia

Abstract. A technique has been developed for determining the duration of transients in frequency synthesizers (FS) with a pulse-phase frequency auto-tuning (PLL) system with beat modes and parameter switching in the presence of switching interference. Analytical expressions are used to determine the duration of the transients in the FS with a PLL system with switching elements and taking into account the «beats» mode. The results of calculations according to the proposed methodology and the results of simulation of transients in FS when applying various modes using the Simulink Power System subsystem of the MATLAB system are analyzed.

Keywords: frequency synthesizer, pulse-phase frequency auto-tuning, transients, switching elements, performance.

1. ВВЕДЕНИЕ

Применение СЧ с системой ИФАПЧ (СЧ_{PLL}) позволяет существенно улучшить оперативно-технические характеристики современных средств радиосвязи (СРС), использующих цифровые методы модуляции и цифровую обработку сигналов. Активно применяются способы и методы, направленные на обеспечение надежной радиосвязи и передачи информации в условиях действия преднамеренных помех, среди которых особое место занимают методы помехоустойчивости (ПУ), базирующиеся на применении режима с программной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) [1–3].

СЧ_{PLL} во многом определяют основные характеристики современных СРС [4, 5]. Время перехода с одной частоты на другую и чистота спектра выходного колебания не всегда удовлетворяют современным требованиям из-за известного противоречия между динамическими и фильтрующими характеристиками СЧ_{PLL} . В СЧ_{PLL} с «большими» диапазонами перестройки по частоте в начале переходных процессов (ПП) возникает режим «биений». Характерной особенностью режима является то, что разность фаз сигналов на выходе импульсно-фазового детектора (ИФД), используемого в СЧ_{PLL} , больше 2π [6, 7].

Анализ ПП в СЧ_{PLL} довольно сложен и может проводиться только с применением современных вычислительных машин и специализированных пакетов прикладных программ типа MATLAB, Agilent ADS, LabVIEW, OrCAD Pspice, SystemVue, VisSim и других [6].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Применение дробно-переменных делителей частоты (ДДПКД) в СЧ_{PLL} приводит к увеличению длительностей ПП в режиме «биений», и доля времени этого режима в общем времени ПП зачастую становится недопустимо высокой [8]. Для уменьшения общего времени ПП в СЧ_{PLL} производителями интегральных микросхем (ИМС) для систем ИФАПЧ предлагается ряд режимов, связанных с коммутацией некоторых элементов как входящих в эти микросхемы, так и находящихся вне их [9]. Для ускоренного режима настройки отметим:

1. Увеличение выходного тока ИФД, поступающего на вход фильтра низких частот (ФНЧ), возможное уменьшение коэффициентов деления делителей частоты как опорного сигнала, так и сигнала в обратной связи цепи ИФАПЧ, а также уменьшение постоянных времени ФНЧ (ИМС ADF4153, ADF4193, LMX2306/16/26, LMX2470, режим «FastLock» [10]).
2. Использование увеличенного дополнительного выходного тока ИФД в сочетании с увеличением основного тока (ИМС SA8016/8026/8028, режим «Speedup»).
3. Увеличение коэффициента деления ДДПКД и увеличение выходного тока ИФД (ИМС LMX2470, режим CSR – «Cycle slip reduction»).

В работе [9] определены аналитические выражения для определения длительностей ПП в линейной системе ИФАПЧ с одновременной коммутацией каналов управления и трактов приведения частоты – аналогового (основного) и цифрового (вспомогательного) – с учетом режима «биений» при работе цифрового тракта приведения ИФАПЧ. Данная работа является продолжением цикла работ [7–12], направленных на улучшение динамических характеристик.

Целью работы является определение аналитических выражений для анализа длительностей ПП в СЧ_{PLL} с нелинейной системой ИФАПЧ с режимами ускорения, а также нахождение выигрышей от использования различных режимов ускорений.

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

На рисунке 1 приведена структурная схема системы ИФАПЧ третьего порядка (ИЧФД – импульсный частотно-фазовый детектор).

На рис. 1 введены обозначения: ДФКД – делитель частоты опорного сигнала с фиксированным коэффициентом деления; УГ – управляемый генератор, моделирующийся сумматором и усилиительно-интегрирующими элементами $S_{\text{УГ}}$ и $2\pi/p$; $K_1(t)$, $K_2(t)$ – усилители тока с выхода ИЧФД; КЛЮЧ – электронный ключ (замкнутый на время t_k и подключающий R_2 к R_1); таймер – устройство, задающее интервал времени ускорения t_k ; управляющее выходным сигналом «Коммутация», делителем частоты

опорного сигнала (ДФКД), ДДПКД, $K_1(t)$, $K_2(t)$ и ключом КЛЮЧ. Таймер запускается сигналом «Запуск» по переднему фронту сигнала $U(t)$.

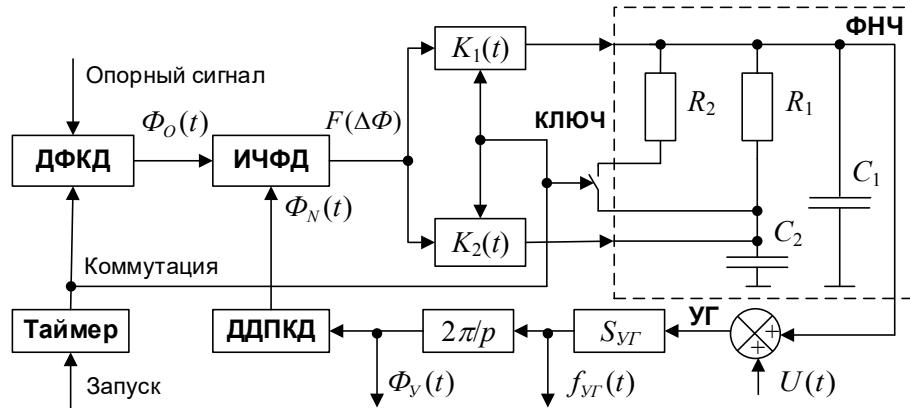


Рис. 1. Структурная схема системы ИФАПЧ третьего порядка

На рис. 1 обозначено: $\Phi_O(t)$, $\Phi_N(t)$, $\Phi_y(t)$ – фазы сигналов с ДФКД, ДДПКД и УГ соответственно; $f_{yG}(t)$ – частота УГ; N – целое значение дробного коэффициента деления ДДПКД; $F(\Delta\Phi) = F(\Phi_O(t) - \Phi_N(t))$ – нелинейная функция, характеризующая функционирование ИЧФД; $i_1(t)$, $i_2(t)$ – токи накачки ФНЧ (как правило, увеличенные в режиме ускорения); i_{max} – максимальное значение амплитуды тока ИЧФД. Напряжение $U(t)$ в начале ПП представляет собой единичную функцию с уровнем U_M , задающим диапазон перестройки частоты $\Delta f_{yG} = S_{yG} U_M$ (S_{yG} – крутизна характеристики УГ).

На рисунке 2 приведены результаты моделирования ПП в системе ИФАПЧ третьего порядка (рис. 1) при: $S_{yT} = 15$ МГц/В, $\Delta f_{yT} = 450$ МГц, $i_{max} = 0,5$ мА при $t \in [0, t_k]$; частота среза системы ИФАПЧ $f_{cp} = 3200$ Гц, период опорного сигнала $T_0 = 0,31 \cdot 10^{-5}$ с, $N = 6906$, $K_1(t) = 4$, $K_2(t) = 0$, $R_2 = R_1/3$, КЛЮЧ замкнут.

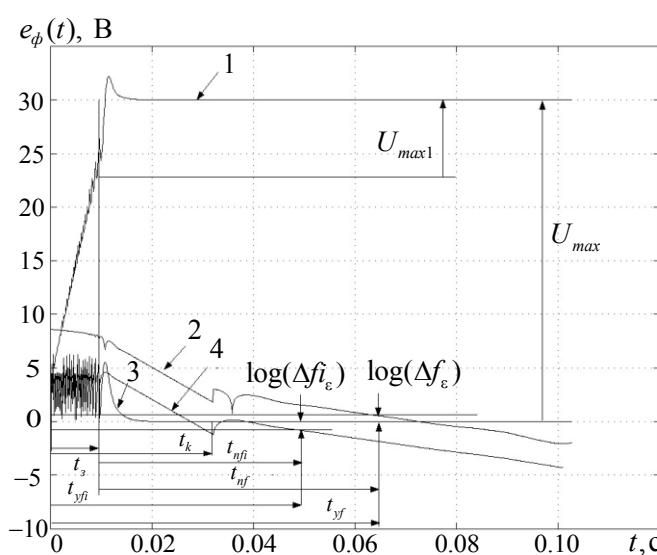


Рис. 2. Результаты моделирования ПП в системе ИФАПЧ третьего порядка

При $t \in [t_k, t_y]$ время подстройки t_{nf} по частоте и t_{yf} по фазе, t_{yf} – длительность ПП по частоте с точностью Δf_ε , t_{yf} – длительность ПП по фазе с точностью Δf_ε ; $f_{cp} = 800$ Гц, $T_0 = 1,25 \cdot 10^{-5}$ с, $N = 27625$, $K_1(t) = 1$, $K_2(t) = 0$, КЛЮЧ разомкнут. В момент коммутации t_k в составе $U(t)$ создан дополнительный скачок напряжения, определяющий помеху коммутации размахом $\Delta f_n = 1000$ Гц (факторы, определяющие уровень помехи коммутации, приведены в работе [13]).

На рис. 2 приведены зависимости: 1 – напряжение на выходе ФНЧ $e_\phi(t)$; 2 – отклонение частоты УГ от номинала $\log|(U(t) - e_\phi(t))S_{yT}|$; 3 – сигнал $U_{H\Phi D}(t) = 2\pi F(\Delta\Phi(t))/i_{max}$; 4 – $\log|\Phi_y(t)|$ для $\Phi_o(t) = 0$.

Анализ рис. 2 показывает, что весь интервал времени ПП можно разделить на два подинтервала: 1) $0 \dots t_3$ – режима захвата в системе ИФАПЧ; 2) $t_3 \dots t_y$ – режим подстройки, в момент $t = t_k$ осуществляется коммутация элементов ИФАПЧ (ИФАПЧ можно считать кусочно-линейной системой).

Для определения времени t_{yf} и t_{yf} с режимами биений и коммутаций используем следующие допущения для системы ИФАПЧ третьего порядка (рис. 1).

1. На подинтервале $0 \dots t_3$ конденсаторы ФНЧ (рис. 1) C_1, C_2 заряжаются постоянным током $\pm i_{max}/2$, напряжение $U_{C_1 C_2} = (i_{max}/2)(t_3/(C_1 + C_2))$ на C_1, C_2 при $t = t_3$.

2. В момент времени t_3 на систему ИФАПЧ действует скачок напряжения $U(t) = U_{M1} l(t - t_3) + U_M l(t) - U_M l(t - t_3)$, где $U_{M1} = \frac{i_{max} t_{11}}{C_1 + C_2}$, $t_{11} = R_1 C_2 \frac{K_1(0)}{K_1(0) + K_2(0)}$. Считаем напряжение на C_1, C_2 равным нулю, а fazу УГ $\Phi_y(t_3) = 0$.

3. Проанализировав кривые 2, 4 (рис. 2) при $t >> t_3$, $t >> t_k$ ПП для отклонений по частоте и фазе можно описать уравнениями экспоненциальных асимптот

$$\begin{cases} \Delta f(t) = \Delta f_{nac} b_f \exp(-a\omega_\delta t), \\ \Phi_y(t) = \Delta f_{nac} b_f \exp(-a\omega_\delta t), \end{cases} \quad (1)$$

где Δf_{nac} – начальное отклонение по частоте; b_f, a – некоторые параметры, подлежащие определению; $b_f = 2\pi b_f / a\omega_\delta$; $\omega_\delta = \sqrt{\frac{i_{max} S_{yT} (K_1 + K_2)}{(C_1 + C_2) N}}$ – базовая частота системы ИФАПЧ; $\omega_{\delta 1} = \sqrt{\frac{i_{max} S_{yT} (K_1(0) + K_2(0))}{(C_1 + C_2) N_1}}$ – базовая частота на подинтервале времени $0 \dots t_k$; $\omega_{\delta 2} = \sqrt{\frac{i_{max} S_{yT} (K_1(t_k) + K_2(t_k))}{(C_1 + C_2) N_2}}$ – базовая частота на подинтервале времени $t > t_k$; N_1, N_2 – коэффициенты деления ДДПКД до коммутации $t < t_k$ и после коммутации $t > t_k$.

Условие возникновения биений на подинтервале захвата в системе ИФАПЧ можно определить из анализа ее линейной модели при воздействии скачка напряжения $U_{max} l(t)$. Условие $U_{H\Phi D}(t) \geq 2\pi$ далее трансформируется в $\varphi_M S_{yT} U_M / N \omega_\delta \geq 1$, где φ_M – коэффициент, подлежащий определению.

С помощью первого и второго допущения можно получить выражение для t_3

$$t_3 = \frac{2\Delta f_{yT}}{N_1 \omega_{\delta 1}^2} - 2t_{11}. \quad (2)$$

Если в системе ИФАПЧ не используется коммутация параметров (при $K_1(0)=1$, $K_2(0)=0$, $\omega_{\delta}=\omega_{\delta 1}=\omega_{\delta 2}$), то с учетом допущений длительность ПП по частоте t_{y2f} и фазе t_{y2fi} можно определить из выражений

$$t_{y2f} = \frac{2\Delta f_{yT}}{N_2 \omega_{\delta 2}^2} - 2R_1 C_2 + \ln \left[\frac{\Delta f_e}{N_2 \omega_{\delta 2}^2 R_1 C_2 b_{2f}} \right] \frac{1}{-a_2 \omega_{\delta 2}}, \quad (3a)$$

$$t_{y2fi} = \frac{2\Delta f_{yT}}{N_2 \omega_{\delta 2}^2} - 2R_1 C_2 + \ln \left[\frac{\Delta f_{\hat{e}}}{N_2 \omega_{\delta 2}^2 R_1 C_2 b_{2fi}} \right] \frac{1}{-a_2 \omega_{\delta 2}}. \quad (3b)$$

С помощью выражений (3a), (3b) для определения t_{y2f} и t_{y2fi} в подсистеме Simulink системы MATLAB разработана модель системы ИФАПЧ третьего порядка (рис. 1). На рисунке 3 сплошными линиями обозначены результаты расчетов по выражению (3a) для t_{y2f} , пунктирными линиями – для t_{y2fi} по (3b), символом «*» – результаты моделирования в Simulink. Параметры системы ИФАПЧ: показатель колебательности $M = 1,1; 1,3; 1,5$ [14], $\Delta f_{yT} = 450$ МГц, $N_2 = 27625$, $\Delta f_e = 1$ Гц, $\Delta f_{\hat{e}} = 1^\circ$, b_2 и a_2 . По оси X задавалась нормированная базовая частота $\bar{\omega}_{\delta 2} = \omega_{\delta 2} N_2 / \Delta f_{yT}$, по оси Y – нормированное время ПП $\bar{t}_{y2f} = \omega_{\delta 2} t_{y2f}$ и $\bar{t}_{y2fi} = \omega_{\delta 2} t_{y2fi}$.

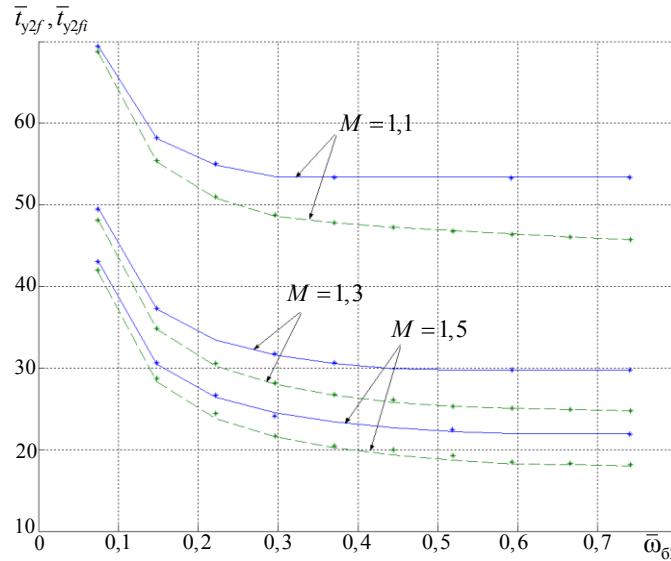


Рис. 3. Моделирование ПП в системе ИФАПЧ третьего порядка

Считая, что задача определения времени ПП в режиме биений решена (2), перейдем к определению времени t_y с учетом режимов коммутации [6], воздействия помехи коммутации на УГ в момент времени t_k и в предположении, что при $t > t_3$ система ИФАПЧ является линейной. В этом режиме на УГ действует внешний сигнал $U(t) = U_{\max 1} \mathbf{1}(t-t_3) + U_n \mathbf{1}(t-t_k)$ (U_n – амплитуда помехи коммутации [13], создающая скачок частоты $\Delta f_n = U_n S_{yT}$). Воспользуемся методом пространств состояний. В качестве

состояний примем напряжения на конденсаторах ФНЧ (рис.1) C_1 , $C_2 - U_{C1}(t)$ и $U_{C2}(t)$, в качестве выходных данных – отклонение частоты УГ от номинала $\Delta f_{yT}(t) = S_{yT}e_\phi(t)$ и фазу УГ $\Phi_y(t)$.

Дифференциальное уравнение, описывающее систему ИФАПЧ, имеет вид

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot U, \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{D} \cdot U, \end{cases} \quad (4)$$

где $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/R_1 \| R_2(t)C_2 & 1/R_1 \| R_2(t)C_2 & -i_{\max}K_2(t)/(2\pi N(t))C_2 \\ 1/R_1 \| R_2(t)C_1 & -1/R_1 \| R_2(t)C_1 & -i_{\max}K_2(t)/(2\pi N(t))C_1 \\ 0 & 2\pi S_{yT} & 0 \end{bmatrix}$ – матрица системы ИФАПЧ;

$\mathbf{X} = [U_{C1}(t); U_{C2}(t); \Phi_y(t)]$ – вектор состояния системы ИФАПЧ; $\mathbf{B} = [0; 0; 2\pi S_{yT}]$ – вектор управления; $U = U(t)$; $\mathbf{Y} = [\Delta f_{yT}(t); \Phi_y(t)]$ – вектор выхода; $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & S_{yT} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ – матрица выхода; $\mathbf{D} = [S_{yT}; 0]$ – матрица компенсации; $N(t) = N_1$ при $t < t_k - t_s$ и $N(t) = N_2$ при $t > t_k - t_s$; $R_1 \| R_2(t) = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$.

Используем матрицу \mathbf{P} (матрица правых собственных векторов \mathbf{A}) для преобразования вектора состояний \mathbf{X} к вектору $\mathbf{X}_C = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{X}$. Выражение (4) принимает вид

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}_C = \mathbf{A}_D \cdot \mathbf{X}_C + \mathbf{B}_D \cdot U, \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C}_D \cdot \mathbf{X}_C + \mathbf{D} \cdot U, \end{cases} \quad (5)$$

где $\mathbf{A}_D = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{A}\mathbf{P}$ – диагональная матрица, содержащая на главной диагонали собственные числа матрицы \mathbf{A} ; $\mathbf{B}_D = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{B}$; $\mathbf{C}_D = \mathbf{C}\mathbf{P}$; \mathbf{P}^{-1} – обратная матрица к \mathbf{P} .

Решение (5) при $U(t) = \text{const} = U$ можно записать следующим образом

$$\mathbf{X}_C(t) = \Phi(t)\mathbf{X}_C(0) + \mathbf{A}_D^{-1}[\Phi(t) - \mathbf{E}]\mathbf{B}_D U, \quad (6)$$

где $\Phi(t) = \text{diag}[\exp(\alpha_1 t), \exp(\alpha_2 t), \exp(\alpha_3 t)]$ – переходная диагональная матрица; $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ – собственные значения матрицы \mathbf{A} ; $\mathbf{X}_C(0)$ – значение вектора состояния при $t = 0$; $\mathbf{A}_D^{-1} = \text{diag}[1/\alpha_1, 1/\alpha_2, 1/\alpha_3]$ – обратная матрица \mathbf{A}_D ; \mathbf{E} – единичная диагональная матрица; $U = U_{M1}$ при $t = 0 \dots t_k - t_s$ и $U = U_{M1} + U_n$ при $t = t_k - t_s \dots t_y - t_s$.

Для действительного максимального собственного значения α_{1M} из $\alpha_{11}, \alpha_{21}, \alpha_{31}$ при $t = 0 \dots t_k - t_s$ получаем

$$\Delta f_{yT}(t) \approx S_{yT}U_{M1}b_{1f}e^{\alpha_{1M}t} = U_{M1} \frac{c_{1Mf}b_{1M}}{\alpha_{1M}} e^{\alpha_{1M}t}, \quad (7)$$

$$\Phi_y(t) \approx S_{yT}U_{M1}b_{1f}e^{\alpha_{1M}t} = U_{M1} \frac{c_{1Mfi}b_{1M}}{\alpha_{1M}} e^{\alpha_{1M}t}, \quad (8)$$

где $c_{1Mf}, c_{1Mfi}, b_{1M}$ – элементы матриц \mathbf{C}_{D1} и \mathbf{B}_{D1} , соответствующие α_{1M} .

Из выражений (7), (8) можно получить

$$b_{1f} = \frac{c_{1Mf}b_{1M}}{\alpha_{1M}S_{yT}}, \quad (9a)$$

$$b_{1fi} = \frac{c_{1Mfi}b_{1M}}{\alpha_{1M}S_{yT}}. \quad (9b)$$

Для комплексных собственных значений $\alpha_{1M} = \operatorname{Re}(\alpha_{1M}) + i \cdot \operatorname{Im}(\alpha_{1M})$ имеем

$$\begin{cases} \Delta f_{yT}(t) \approx S_{yT} U_{M1} |b_{1f}| \exp[\operatorname{Re}(\alpha_{1M}) t], \\ \Phi_y(t) \approx S_{yT} U_{M1} |b_{1f}| \exp[\operatorname{Re}(\alpha_{1M}) t]. \end{cases} \quad (10)$$

На интервале $t = t_k - t_3 \dots t_y - t_3$ выражение (6) запишется следующим образом

$$\mathbf{X}_{C2}(t) = \Phi_2(t) X_{C2}(t_k - t_3) + \mathbf{A}_{\Delta 2}^{-1} [\Phi_2(t) - \mathbf{E}] \mathbf{B}_{\Delta 2} (U_{M1} + U_n), \quad (11)$$

где $\Phi_2(t) = \operatorname{diag} [\exp(\alpha_{21}t), \exp(\alpha_{22}t), \exp(\alpha_{23}t)]$.

$$\mathbf{X}_{C2}(t_k - t_3) = \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1 \mathbf{X}_{C1}(t_k - t_3) = \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1 \mathbf{A}_{\Delta 1}^{-1} [\Phi_1(t_k - t_3) - \mathbf{E}] \mathbf{B}_{\Delta 1} U_{M1}. \quad (12)$$

Отклонение частоты и фазы УГ от номинала запишем в виде

$$\begin{cases} \Delta f_{yT2}(t) = \mathbf{C}_{\Delta 2f} \Phi_2(t) [\mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1 \mathbf{A}_{\Delta 1}^{-1} [\Phi_1(t_k - t_3) - \mathbf{E}] \mathbf{B}_{\Delta 1} U_{M1} + \mathbf{A}_{\Delta 2}^{-1} \mathbf{B}_{\Delta 2} (U_{M1} + U_n)], \\ \Phi_{y2}(t) = \mathbf{C}_{\Delta 2fi} \Phi_2(t) [\mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1 \mathbf{A}_{\Delta 1}^{-1} [\Phi_1(t_k - t_3) - \mathbf{E}] \mathbf{B}_{\Delta 1} U_{M1} + \mathbf{A}_{\Delta 2}^{-1} \mathbf{B}_{\Delta 2} (U_{M1} + U_n)], \end{cases} \quad (13)$$

где $\mathbf{C}_{\Delta 2f}$, $\mathbf{C}_{\Delta 2fi}$ – первая и вторая строки матрицы $\mathbf{C}_{\Delta 2}$.

Полагая в (13) $t = t_{yf}$, $\Delta f_{yT2} = \Delta f_\varepsilon$, $t = t_{yfi}$, $\Phi_{y2} = \Delta f_i$, получим для α_{2M} (действительного максимального собственного значения $\mathbf{A}_{\Delta 2}$)

$$\begin{cases} \Delta f_\varepsilon = C_{\Delta 2Mf} [X_{C2M}(t_k - t_3) + B_{\Delta 2M}(U_{M1} + U_n)/\alpha_{2M}] \exp[\alpha_{2M}(t_y - t_k)], \\ \Delta f_i = C_{\Delta 2Mfi} [X_{C2M}(t_k - t_3) + B_{\Delta 2M}(U_{M1} + U_n)/\alpha_{2M}] \exp[\alpha_{2M}(t_y - t_k)], \end{cases} \quad (14)$$

где $C_{\Delta 2Mf}$, $C_{\Delta 2Mfi}$, X_{C2M} , $B_{\Delta 2M}$ – элементы соответствующей строки $\mathbf{C}_{\Delta 2}$ и элементы векторов \mathbf{X}_C и $\mathbf{B}_{\Delta 2}$, соответствующие α_{2M} .

Для комплексного собственного значения $\mathbf{A}_{\Delta 2}$ можно записать

$$\begin{cases} \Delta f_\varepsilon = C_{\Delta 2Mf} [X_{C2M}(t_k - t_3) + B_{\Delta 2M}(U_{M1} + U_n)/\alpha_{2M}] \exp[\operatorname{Re}(\alpha_{2M})(t_y - t_k)], \\ \Delta f_i = C_{\Delta 2Mfi} [X_{C2M}(t_k - t_3) + B_{\Delta 2M}(U_{M1} + U_n)/\alpha_{2M}] \exp[\operatorname{Re}(\alpha_{2M})(t_y - t_k)], \end{cases} \quad (15)$$

Определим длительность ПП для действительного α_{2M}

$$\begin{cases} t_{yf} = t_k + \ln \frac{\Delta f_\varepsilon}{C_{\Delta 2Mf} [X_{C2M}(t_k - t_3) + B_{\Delta 2M}(U_{M1} + U_n)/\alpha_{2M}]} \frac{1}{\alpha_{2M}}, \\ t_{yfi} = t_k + \ln \frac{\Delta f_i}{C_{\Delta 2Mfi} [X_{C2M}(t_k - t_3) + B_{\Delta 2M}(U_{M1} + U_n)/\alpha_{2M}]} \frac{1}{\alpha_{2M}}. \end{cases} \quad (16)$$

Для комплексного α_{2M} длительность ПП находится следующим образом

$$\begin{cases} t_{yf} = t_k + \ln \frac{\Delta f_\varepsilon}{2 |C_{\Delta 2Mf} [X_{C2M}(t_k - t_3) + B_{\Delta 2M}(U_{M1} + U_n)/\alpha_{2M}]|} \frac{1}{\operatorname{Re}(\alpha_{2M})}, \\ t_{yfi} = t_k + \ln \frac{\Delta f_i}{2 |C_{\Delta 2Mfi} [X_{C2M}(t_k - t_3) + B_{\Delta 2M}(U_{M1} + U_n)/\alpha_{2M}]|} \frac{1}{\operatorname{Re}(\alpha_{2M})}. \end{cases} \quad (17)$$

При заданных параметрах системы ИФАПЧ и уровне помехи U_n существует оптимальное значение $t_{k0} = t_k - t_s$, минимизирующее t_y . Для действительных α_{1M} и α_{2M}

$$t_{k0} = \ln \frac{\alpha_{1M} \left[\alpha_{2M} \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1(\alpha_{2M}) \mathbf{A}_{\text{Д1}}^{-1} \mathbf{B}_{\text{Д1}} - B_{\text{Д2М}} (U_n/U_{M1} + 1) \right]}{P_2^{-1} P_1(\alpha_{2M}, \alpha_{1M}) (\alpha_{2M} - \alpha_{1M}) \mathbf{B}_{\text{Д1М}}} \frac{1}{\alpha_{1M}}, \quad (18)$$

где $P_2^{-1} P_1(\alpha_{2M}, \alpha_{1M})$ – элемент матрицы $\mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1$, соответствующий номерам α_{1M} , α_{2M} ; $\mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1(\alpha_{2M})$ – строка матрицы $\mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1$, соответствующая номеру α_{2M} .

Для комплексных α_{1M} , α_{2M} функции t_{yf} и t_{yfi} не являются унимодальными. Вид данных функций для некоторых параметров ИФАПЧ показан на рисунке 4 (кривая 1).

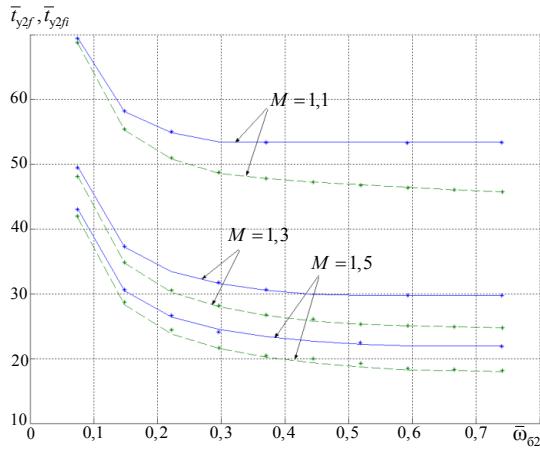


Рис. 3. Моделирование ПП в системе ИФАПЧ третьего порядка

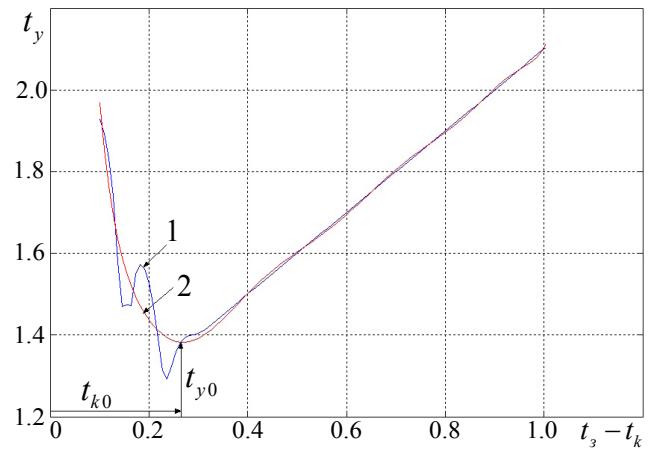


Рис. 4. Моделирование оптимального времени ПП

Анализ зависимости на рис. 3 позволяет утверждать, что результаты расчетов с помощью выражений (3а), (3б) и по модели в Simulink достаточно близки (погрешность порядка 1,5 %). Отметим также, что при $\omega_{62} N_2 / \Delta f_{\text{УГ}} < 0,1$ время установления частоты t_{y2f} и фазы t_{y2fi} увеличивается в 1,5...2 раза по сравнению с линейным случаем (при $\omega_{62} N_2 / \Delta f_{\text{УГ}} > 0,5$).

По кривой 1 (рис. 4) можно определить глобальный минимум t_y и использовать его при определении времени коммутации ИФАПЧ. Однако ввиду приближенности исследуемой модели более целесообразно в этом случае аппроксимировать t_y полиномом, имеющим один минимум. На рис. 4 показана аппроксимирующая функция (кривая 2), полученная с использованием функции MATLAB Polyfit – полиномом десятого порядка, имеющий один минимум при t_{k0} .

Оптимальное время ПП t_{k0} в системе ИФАПЧ с режимом коммутации можно определить с помощью выражений (16), (17) при $t_k - t_s = t_{k0}$. Выражения (16)...(18) справедливы для режимов FastLock и Speedup ($|\alpha_{1M}| > |\alpha_{2M}|$), их нельзя использовать для режима CSR, когда $|\alpha_{1M}| = |\alpha_{2M}|$.

В режиме CSR $N_1 = K_{yB} N_2$, $K_1(0) = K_{yB} K_1(t_k)$, $K_2 = 0$, (K_{yB} – коэффициент, увеличивающий N_2 и K_1 на интервале $t = 0 \dots t_k$). С использованием (2) K_{yB} имеет вид

$$K_{yB} = \frac{\varphi_M S_{yT} U_M}{N_2 \omega_{\delta 2}}, \quad (19)$$

где $\varphi_M = |\Phi_{y \max}| \omega_{\delta 2} / 2\pi S_{yT} U_{\max}$, $\Phi_{y \max}$ – максимальное отклонение координаты $\Phi_y(t)$ от нуля при решении выражения (4).

Для минимизации времени ПП в режиме CSR необходимо выбирать t_k так, чтобы при $t > t_k$ не возникал вновь режим биений при захвате, а помеха коммутации была бы минимизирована по отношению к уровню отклонения частоты УГ от номинала. Найдем асимптотическое отклонение фазы УГ в случае действительного максимального α_{1M}

$$\Phi_y(t) \approx \frac{2\pi S_{yT} U_M b_{1f}}{\alpha_{1M}} \exp(\alpha_{1M} t). \quad (20)$$

Примем допущение, что $|\Phi_N(t_k)| \leq 2\pi$. Тогда из выражения (20) получаем

$$\left| \frac{2\pi S_{yT} U_M b_{1f}}{\alpha_{1M} N_2} \exp(\alpha_{1M} t_k) \right| \leq 2\pi, \quad (21)$$

и значение t_k определится в виде

$$t_k \geq \ln \left| \frac{\alpha_{1M} N_2}{S_{yT} U_M b_{1f}} \right| \frac{1}{\alpha_{1M}}. \quad (22)$$

С помощью (22) найдем отклонение частоты в момент коммутации

$$\Delta f(t_k) = |\alpha_{1M} N_2|. \quad (23)$$

На практике выполняется условие $\Delta f(t_k) \gg \Delta f_n$, поэтому влияние Δf_n на длительность ПП в системе ИФАПЧ с режимом CSR можно не учитывать. Время ПП по отклонению частоты t_{y-CSRf} можно определить как

$$t_{y-CSRf} = \frac{1}{\alpha_{1M}} \ln \left(\frac{\Delta f_e}{S_{yT} U_M b_{1f}} \right), \quad (24a)$$

по отклонению фазы

$$t_{y-CSRfi} = \frac{1}{\alpha_{1M}} \ln \left(\frac{\Delta f_i}{S_{yT} U_M b_{1fi}} \right). \quad (24b)$$

Для комплексных собственных значений, имеющих максимальную действительную часть, необходимо в (24a), (24b) заменить α_{1M} на $\operatorname{Re}(\alpha_{1M})$, а b_{1f} на b_{1fi} . Найдем по-

показатель преимущества в быстродействии от использования режимов коммутации, определяемый как отношение времени ПП без режима коммутации ко времени ПП t_y с режимом коммутации и оптимизацией t_{k0} . В режиме CSR показатель преимущества в быстродействии составит $B_{CSR} = t_{y2}/t_{y_CSR}$, для режимов FastLock и Speedup – $B_{FL_S} = t_{y2}/t_{y0}$.

На рисунке 5 приведены результаты расчетов показатель преимущества в быстродействии B_{CSRf} (сплошные линии) и B_{CSRFi} (пунктирные линии) в быстродействии ИФАПЧ при использовании режима CSR для случая $\Delta f_e = 1$ Гц, $\Delta f_{fe} = 1^\circ$, $\Delta f_{yT} = 450$ МГц и синтеза параметров ИФАПЧ по показателю колебательности M [14].

На рисунке 6 приведены результаты расчета преимущества в быстродействии ИФАПЧ при применении режимов FastLock и Speedup B_{FSf} (сплошные линии) и B_{FSfi} (пунктирные линии), при моделировании ПП задавался уровень помехи коммутации $\Delta f_n = 10$ кГц.

Рис. 6 содержит результаты расчета преимущества в быстродействии: 1) – при коммутации полосы ω_0 в 2 раза, то есть $d\omega_0 = \omega_{\delta 1}/\omega_{\delta 2} = 2$ и $M = 1,1; 1,3; 1,5$; 2) – при $d\omega_0 = 4$ и $M = 1,1; 1,3; 1,5$; 3) – с использованием режима Speedup, в этом случае система ИФАПЧ синтезируется с применением методики, предложенной в работе [15] для варианта применения микросхем SA8016/8028/8026, в случае, когда $K_1(t) = 5 \cdot 1(t) - 4 \cdot 1(t-t_k)$ и $K_2(t) = 12 \cdot 1(t) - 12 \cdot 1(t-t_k)$ (для случая $t > t_k$ система ИФАПЧ синтезируется по показателю колебательности $R_M = 1,139$ [14], для случая $t < t_k$ система ИФАПЧ синтезируется по показателю колебательности $M = 1,567$).

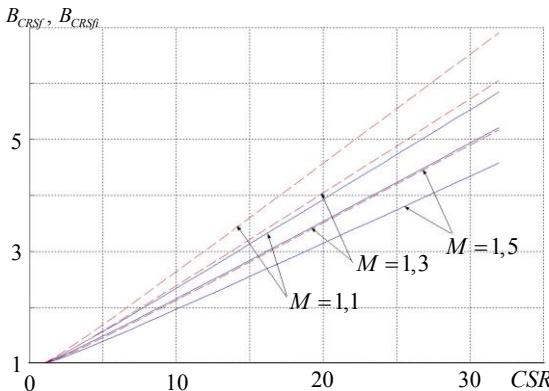


Рис. 5. Результаты расчетов выигрыша в режиме «CSR» B_{CSRf} и B_{CSRFi}

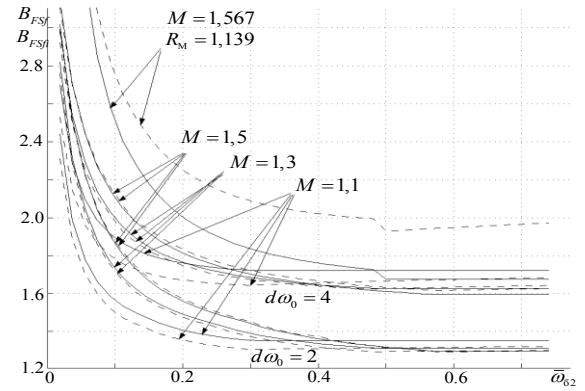


Рис. 6. Результаты расчетов выигрыша в режимах «FastLock», «Speedup» B_{FL_Sf} , B_{FL_Sfi}

Анализ зависимостей на рис. 5 показывает, что с увеличением коэффициента K_{yB} и уменьшением значения M показатель преимущества в быстродействии увеличивается. В микросхеме LMX2470 имеются четыре градации K_{yB} (1, 2, 4, 16), поэтому, используя режим CSR в микросхеме LMX2470, можно получить увеличение быстродействия в 2,5...3 раза.

Анализ зависимостей на рис. 6 свидетельствует о том, что наибольшее увеличение быстродействия (от 2,5 до 6 раз) достигается при $\bar{\omega}_{\delta 2} < 0,02$, то есть в случае наиболее

продолжительного подынтервала времени t_3 . При малых значениях $\bar{\omega}_{\delta 2}$ рекомендуется использовать режим Speedup, обеспечивающий максимальное быстродействие.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в данной работе предложена методика определения длительности ПП в системах ИФАПЧ с режимами биений и коммутации параметров и проверена на модели, разработанной в системе MatLab. Сравнение результатов моделирования длительностей ПП по модели и методике показало достаточную для инженерной практики точность $\sim 5\%$. Приведены результаты расчета выигрыша в быстродействии системы ИФАПЧ при применении режимов «CSR», «FastLock» и «Speedup», быстродействие системы ИФАПЧ увеличивается в 2,5...6 раз.

ЛИТЕРАТУРА

1. Леньшин А.В. Особенности построения и организации сетей радиосвязи специального назначения // Телекоммуникации. – 2015. – № 8. – С. 26–28.
2. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П., Шестопалов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. – М.: Радио и связь, 2000. – 384 с.
3. Леньшин А.В., Лебедев В.В. Методологические аспекты оценки надежности авиационных систем радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты // Телекоммуникации. – 2020. – № 4. – С. 8–15.
4. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Тихомиров В.Н., Шаталов Е.В. Особенности разработки широкополосных цифровых формирователей мощных ЧМ сигналов // Теория и техника радиосвязи. – 2023. – № 3. – С. 46–56.
5. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В. Моделирование структуры импульсно-фазовой автоподстройки частоты для формирования сигналов с угловой модуляцией // Теория и техника радиосвязи. – 2024. – № 2. – С. 45–57.
6. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. – М.: Радио и связь, 2010. – 328 с.
7. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В. Исследование переходных процессов в синтезаторе частот с нелинейным кольцом ФАПЧ // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16–18 апреля 2024 г.): в 5 т. Т. 5. / ВГУ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: ИД ВГУ, 2024. – С. 119–126.
8. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Тихомиров В.Н. Переходные процессы в синтезаторах с коммутацией элементов в системе фазовой автоподстройки частоты // Радиотехника. – 2013. – № 12. – С. 104–111.
9. Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Тихомиров В.Н. Быстродействие синтезатора с переключаемыми каналами управления и трактами приведения частоты // Радиотехника. – 2014. – № 11. – С. 58–66.
10. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В., Тихомиров В.Н. Расчет характеристик переходных процессов ускоренного режима синтезатора с кольцом ФАПЧ с переключением параметров // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16–18 апреля 2024 г.): Т. 5. / ВГУ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: ИД ВГУ, 2024. – С. 270–281.
11. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Попов С.А., Тихомиров В.Н. Ускорение переходного процесса в синтезаторе частот с кольцом ФАПЧ с переключаемыми

постоянными временем петлевого фильтра // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 16–18 апреля 2024 г.); Т. 5. / ВГУ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: ИД ВГУ, 2024. – С. 298–307.

12. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Тихомиров В.Н., Шаталов Е.В. Особенности построения малошумящих быстродействующих синтезаторов для систем радиосвязи УКВ диапазона // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова (г. Воронеж, 27–29 сентября 2022 г.). Т. 2. / ВГУ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: ИД ВГУ, 2022. – С. 216–223.
13. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Тихомиров В.Н. Переходные процессы в астатической импульсной системе ФАПЧ с коммутируемыми параметрами ФНЧ и зарядовой накачки // Теория и техника радиосвязи. – 2017. – № 4. – С. 72–83.
14. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.
15. Романов С.К., Тихомиров М.Н., Тихомиров Н.М. Использование пропорционально-интегрального регулирования в синтезаторах частот с фазовой автоподстройкой // Вестник МГТУ имени Н.Э. Баумана. Серия «Приборостроение». – 2005. – № 1 (58). – С. 73–82.

REFERENCES

1. Lenshin A.V. Features of building and organizing special-purpose radio communication networks // Telecommunications. – 2015. – No. 8. – Pp. 26–28.
2. Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E., Mukhin N.P., Shestopalov V.I. Noise immunity of radio communication systems with signal spectrum expansion by pseudorandom frequency tuning. – Moscow: Radio and Communications, 2000. – 384 p.
3. Lenshin A.V., Lebedev V.V. Methodological aspects of assessing the reliability of aeronautical radio communication systems with pseudorandom frequency tuning. // Telecommunications. - 2020. – No. 4. – Pp. 8–15.
4. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Tikhomirov V.N., Shatalov E.V. Features of the development of broadband digital generators of powerful FM signals // Theory and technology of radio communications. – 2023. – No. 3. – Pp. 46–56.
5. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Shatalov E.B. Modeling the structure of pulse-phase frequency auto-tuning for the formation of angular modulated signals // Theory and technology of radio communication. – 2024. – No. 2. – Pp. 45–57.
6. Romanov S.K., Tikhomirov N.M., Lenshin A.V. Pulse-phase auto-tuning systems in frequency synthesis and stabilization devices. – M.: Radio and Communications, 2010. – 328 p.
7. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V. Investigation of transient processes in a frequency synthesizer with a nonlinear PLL ring // Radar, navigation, communications: proceedings of the XXX International Scientific and Technical Conference (Voronezh, April 16–18, 2024): in 5 vols. Vol. 5. / VSU; JSC Concern Constellation. – Voronezh: VSU Publishing House, 2024. – Pp. 119–126.
8. Romanov S.K., Tikhomirov N.M., Lenshin A.V., Tikhomirov V.N. Transients in synthesizers with switching elements in a phase-locked frequency system // Radio engineering. – 2013. – No. 12. – Pp. 104–111.
9. Tikhomirov N.M., Lenshin A.V., Tikhomirov V.N. Synthesizer performance with switchable control channels and frequency reduction paths // Radio Engineering. – 2014. – No. 11. – Pp. 58–66.

10. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V., Tikhomirov V.N. Calculation of transient characteristics of an accelerated synthesizer with a PLL ring with parameter switching // Radar, navigation, communications: proceedings of the XXX International Scientific and Technical Conference (Voronezh, April 16–18, 2024): Vol. 5. / VSU; JSC Concern Constellation. – Voronezh: VSU Publishing House, 2024. – Pp. 270–281.
11. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Popov S.A., Tikhomirov V.N. Acceleration of the transient process in a frequency synthesizer with a PLL ring with switchable time constants of a loop filter // Radar, navigation, communications: proceedings of the XXX International Scientific and Technical Conference (Voronezh, April 16–18, 2024): Vol. 5. / VSU; JSC Concern Constellation. – Voronezh: VSU Publishing House, 2024. – Pp. 298–307.
12. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Tikhomirov V.N., Shatalov E.V. Features of building low-noise high-speed synthesizers for VHF radio communication systems // Radar, navigation, communications: proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference dedicated to the memory of B.Ya. Osipov (Voronezh, September 27–29, 2022). Vol. 2. / VSU; JSC Concern Constellation. – Voronezh: VSU Publishing House, 2022. – Pp. 216–223.
13. Romanov S.K., Tikhomirov N.M., Lenshin A.V., Tikhomirov V.N. Transients in an astatic pulsed PLL system with switched low-frequency and charge-pumping parameters // Theory and Technology of radio communication. – 2017. – No. 4. – Pp. 72–83.
14. Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Lenshin A.V. Formation of FM signals in synthesizers with auto-tuning. – Moscow: Radio and Communications, 2004. – 210 p.
15. Romanov S.K., Tikhomirov M.N., Tikhomirov N.M. The use of proportional-integral control in phase-locked frequency synthesizers // Bulletin of the Bauman Moscow State Technical University. The Instrument Engineering series. – 2005. – № 1 (58). – Pp. 73–82.

СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ ПРИМЕНЕНИЯ SDR-ПРИЕМНИКОВ В СЛОЖНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

А. В. Лубенцов¹

¹Воронежский институт ФСИН России (ВИ ФСИН России), Воронеж, Россия

Аннотация. В работе рассматривается общий принцип работы SDR-устройств. Приведен анализ обработки сигналов на разных частотах с помощью программы SDRSharp. Приведен анализ модуляции полосы радиоволн что позволяет правильно определить тип и характеристики сигналов. Изложены выводы о моделях применимости SDR-приемников.

Ключевые слова: SDR-приемник, амплитудная и частотная модуляция, программно-управляемые средства обработки, модели применения.

SYSTEM ANALYSIS OF THE APPLICATION OF SDR RECEIVERS IN COMPLEX TECHNICAL SYSTEMS

A. V. Lubentsov¹

¹Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia, Voronezh, Russia

Abstract. The paper discusses the general principle of operation of SDR devices. The analysis of signal processing at different frequencies using the SDRSharp program is presented. An analysis of the modulation of the radio wave band is given, which makes it possible to correctly determine the type and characteristics of the signals. Conclusions about the models of applicability of SDR receivers are presented.

Keywords: SDR receiver, amplitude and frequency modulation, software-controlled processing tools, application models.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные технологии радиосвязи и передачи данных постоянно развиваются, что в свою очередь создает спрос на более гибкие, универсальные и мощные устройства. В этом контексте программно-определяемые радиоприемники (SDR) представляют собой один из самых инновационных подходов к обработке радиосигналов. Их применение в сложных технических системах открывает новые горизонты для улучшения функциональности, производительности и многие другие аспекты, связанные с радиосвязью.

SDR-приемники используют программное обеспечение для осуществления частотной модуляции, демодуляции и других видов сигналов, что позволяет им работать в широком диапазоне частот и стандартов. Это делает их особенно ценными для применения в сложных системах, требующих гибкости и возможности адаптации к изменяющимся условиям.

Запрос на системный анализ применения SDR-приемников требует глубокого понимания их возможностей, а также оценки потенциальных плюсов и минусов внедрения таких технологий в сложные системы. В данной статье мы рассмотрим принципы работы SDR-приемников, их архитектуру, возможности интеграции, а также основные проблемы и перспективы, связанные с их использованием в сложных технических системах.

Модели анализа радиочастотного диапазона.

Примеры различных устройств, которые активно используются в мониторинге частот:

1. HackRF one – периферийное программно-определенное радио с открытым кодом, работающее в диапазоне от 1МГц до 6 ГГц.
2. RTL SDR-приемник – устройство с прямой дискретизацией, работающее в диапазоне от 100 кГц до 1776 МГц.
3. USRP – когнитивная радиоплатформа, диапазон частот от 70 МГц до 6 ГГц.

Принципы работы SDR-приемников

SDR-приемники представляют собой не просто устройства для приема радиосигналов; это целая экосистема, основанная на программном обеспечении и алгоритмах обработки сигналов. Они представляют собой комбинацию как аппаратных, так и программных компонентов, которые позволяют обрабатывать и анализировать радиочастоты. В отличие от традиционных радиоприемников, в которых функциональность определена жестко заданными схемами и компонентами, SDR предоставляет возможность адаптироваться и изменяться.

Архитектура SDR

Архитектура SDR состоит из нескольких ключевых элементов:

1. Аналоговый блок: Основной задачей этого компонента является преобразование радиочастотного сигнала в цифровой. Он включает в себя антенну, УВЧ (усилитель высоких частот), смесиватель и аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Этот блок отвечает за увеличение сигнала и его фильтрацию для последующей обработки.

2. Цифровая часть: После преобразования сигнала в цифровую форму, с ним работают алгоритмы обработки сигналов. Они могут включать различные способы фильтрации, демодуляции и декодирования. Важно отметить, что эта часть системы может быть легко изменена путем обновления программного обеспечения, что делает SDR крайне адаптивными.

3. Интерфейс пользователя: Этот компонент позволяет пользователю взаимодействовать с SDR-приемником, настраивать параметры и осуществлять мониторинг получаемых данных. Удобство интерфейса является ключевым аспектом, который может влиять на эффективность работы с устройством.

Преимущества SDR

SDR-приемники обладают рядом значительных преимуществ, которые делают их предпочтительными в различных приложениях:

Гибкость: Возможность изменения параметров и функций через программное обеспечение позволяет быстро адаптироваться к требованиям пользователя и изменяющимся условиям.

Многофункциональность: SDR могут поддерживать множество стандартов и протоколов, что делает их идеальными для работы с различными типами данных.

Экономия пространства: В отличие от традиционных аналоговых систем, которые требуют отдельных компонентов для каждого стандарта, SDR могут выполнять те же функции в одном устройстве.

Применение SDR-приемников в сложных технических системах

Внедрение SDR-приемников в сложные технические системы становится все более актуальным. Рассмотрим несколько ключевых сфер, где их использование может значительно улучшить эффективность и функциональность.

Телекоммуникации

В сфере телекоммуникаций SDR-приемники находят широкое применение. Они используются для создания гибких сетей, которые могут адаптироваться к изменяющимся требованиям, например, в 5G-телекоммуникациях. В таких сетях передача данных осуществляется на различных частотах и с различными модуляциями, что требует высокой скорости обработки сигналов. SDR позволяет легко менять эти параметры без необходимости замены аппаратных компонентов.

Авиация и аэрокосмическая сфера

SDR-приемники становятся незаменимым инструментом в авиации и космических технологиях. Они используют мобильные системы навигации, управление полетом, а также обмен данными между воздушными судами и наземными станциями. Современные подходы к навигации требуют наличия устройств, которые могут адаптироваться к изменяющимся условиям, таким как помехи или изменения частот, что делает SDR идеальным выбором для этих целей.

Оборона и безопасность

Специфика применения SDR в оборонительной сфере также заслуживает отдельного внимания. Военные системы часто работают в сложных условиях, где требуется высокая степень надежности и защиты от помех. SDR могут предоставить такие возможности за счет широкого диапазона частот и возможностей по фильтрации сигналов, что позволяет эффективно идентифицировать угрозы и обеспечивать безопасность.

Анализ устройств формата SDF.

Software Defined Radio – приемопередающее устройство, принцип работы которого заключается в программном обеспечении, а не в аппаратной настройке. Данная система имеет гибкую архитектуру, в которой способ модуляции сигналов передатчика управляется микроконтроллером, с помощью его настройки через специальное программное обеспечение на персональном компьютере [1].

Основное преимущество данного метода заключается в разработке собственного программного средства обработки информации, при получении сигнала с помощью модуля и антенн. Форма модулированного сигнала назначается в программном обеспечении. Эти системы настолько гибкие, что позволяют пользователю настроить личный диапазон частот под собственные запросы. При использовании других устройств, если изменяются стандарты связи и используемые частоты, придётся заменить оборудование, которое является дорогим. С помощью микросхемы происходит оцифровка сигнала, а фильтрация и выделение полезного сигнала происходит с помощью персонального компьютера. Возможность подключения АЦП-модулей увеличивает производительность, активность устройства. Так как диапазон сетевых беспроводных каналов очень обширный, возникает необходимость их обнаружения [2].

При помощи SDR-приемника возможно исследование эфира систем воздушных судов, летательных аппаратов, морских судов. Разработка и программирование осуществляется на различных операционных системах, что позволяет гибко и оперативно ее настроить. Использование систем радиосвязи с интеграцией с другим оборудованием становится реальным при технологии программируемого Software-Defined Radio [3]. На данный момент используется множество программ, которые позволяют реализовать конфигурацию, и настроить характеристики для принятия сигнала. Например, SDR# или SDRSharp, которые содержат модули для обработки принятых сигналов. SDR-радио программное обеспечение для приемников и передатчиков, оно поддерживает большинство популярных устройств.

2. ПРИМЕРЫ ПРАКТИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ АНАЛИЗА РАДИОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА

На рисунке 1 и 2 представлены спектры излучения, которые поступили на антенну в диапазоне от 2,400 ГГц до 2,410 ГГц, и от 5,7 ГГц до 5,8 ГГц.

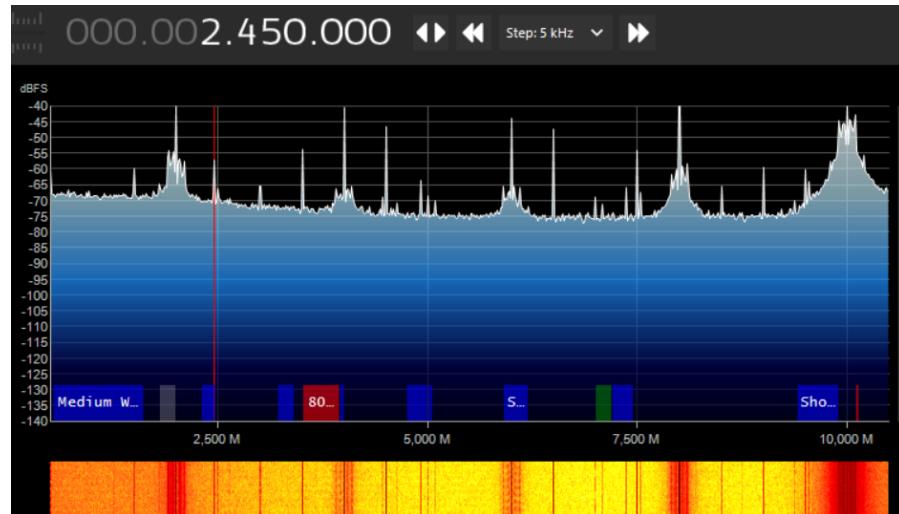


Рис. 1. Сигнал, принятый на частоте 2,4 ГГц

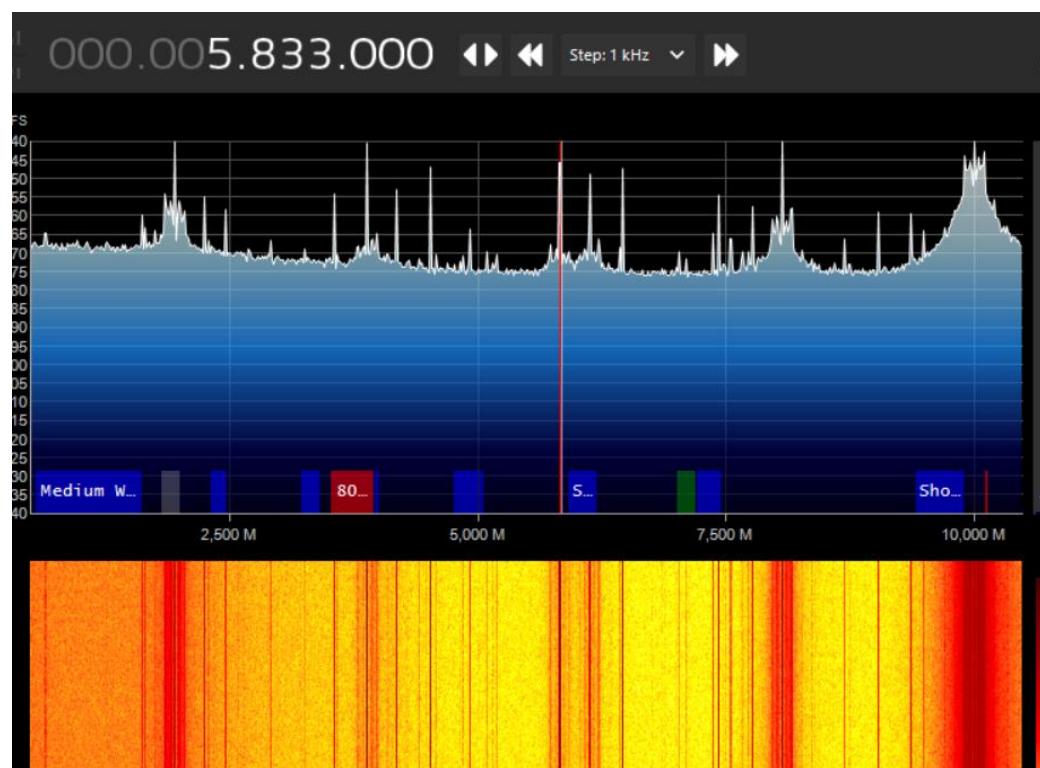


Рис. 2. Сигнал, принятый на частоте 5,8 ГГц

GQRX – программно-определенный радиоприемник, работает на базе открытого исходного кода, настраиваемого графического интерфейса. Включают в себя моно- и стерео- демодуляторы. С помощью программы SDRSharp был сформирован тракт обработки сигналов в виде графической схемы, разложенного спектра. Данная

программа позволяет демодулировать сигнал FM-радиостанции и вывести звук через звуковую карту.

В таблице представлены принимаемые частоты, которые возможно принимать с помощью программы SDRSharp.

Таблица 1 Частоты, определяемые с помощью программы SDRSharp

NFM	Узкополосная частотная модуляция, для диапазонов VHF и UHF.	136–174 МГц 400–512 МГц
WFM	Широкополосная частотная модуляция для FM станций.	87,5–108 МГц
AM	Амплитудная модуляция для коротковолновых радиостанций и авиационных радиостанций.	0,530–1,700 МГц
LSB	Амплитудная модуляция с нижней боковой полосой.	3,5 – 3,8 МГц
USB	Амплитудная модуляция с верхней боковой частотой (военная и морская радиосвязь).	3,5–4 МГц
CW	Амплитудная модуляция для радиотелеграфа.	1,8–30 МГц
DSB	Амплитудная модуляция с двумя боковыми полосами и отсутствующей несущей частотой.	530–1700 кГц
RAW	Сигнал с неопределенной модуляцией	Варьируемые частоты

3. АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ ПРИМЕНЕНИЯ SDR-УСТРОЙСТВ

1. **Обнаружение дронов.** Так как использование беспилотных летательных аппаратов в запрещенных целях растет с каждым днем, разработка методов борьбы и обнаружения активно возросла. Устройство позволяет не только обнаружить сигнал, но и подавить его.

2. **Обнаружение сотовых телефонов.** Отследить местоположение, и активность устройства из-за излучения им различных частот возможно с помощью программно-определяемого радио.

3. **Отслеживание АИС.** Автоматическая идентификация системы применяется для отслеживания положения морских судов, с последующим отображением их на карте.

4. **Обнаружение глобальных навигационных спутниковых систем.** С помощью устройства HackRF можно принимать и декодировать сигналы навигационных спутниковых систем.

Существует множество программных приложений и инструментов для персонализированной настройки в различных областях и сферах нашей деятельности. С помощью приложения GNU Radio на операционной системе Linux возможно разработать собственные блоки обработки сигналов для SDR-приемника.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

SDR-приемники представляют собой мощный инструмент для решения задач в сфере радиосвязи, обладая высокой гибкостью и универсальностью. Их применение в

сложных технических системах позволяет значительно повысить эффективность работы, однако требует внимания к своим ограничениям и потенциальным проблемам.

Постоянное развитие и исследование SDR предоставляет возможность раскрыть его потенциал и интеграцию в новые сферы. С учётом будущих трендов в области технологий можно ожидать, что SDR будут занимать всё более важное место в сложных технических системах, меняя подходы к обработке сигналов и адаптации к изменяющимся условиям.

Устройство является не особо дорогим, за счет чего другие системы уходят на второй план. Микросхемы, расположенные на платах SDR, выполняют ряд функций, тем самым обработка сигналов различных стандартов в системе происходит намного быстрее и мобильнее. Также, с помощью данных модулей возможна разработка собственных систем цифровой связи с ее иллюстрированием. Автором проводится ряд исследований по применению технологии в сложных технических системах [6-9]. Выполняются различные задачи по обеспечению безопасности, выявлению несанкционированного использования устройств, цифровой обработке сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Будко П. А., Жолдасов Е. С., Жуков Г. А., Будко Н. П. SDR-технологии и новые принципы приема сообщений в симплексных радиолиниях // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. 2013. №1. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sdr-tehnologii-i-novye-printsyipy-priema-soobscheniy-v-simpleksnyh-radioliniyah> (дата обращения: 19.10.2024).
2. Авдонин Д.В., Рындык А.Г. Интеллектуальные радиосистемы: когнитивное радио // Информационные технологии. Системы, средства связи и управления: Информационно-аналитический сборник / Под ред. С.В. Ионова; ОАО «Концерн «Созвездие». – Воронеж, 2012. №1. С. 115-117.
3. Лубенцов А. В. Власова А.И. Системный анализ применения технологий средств подавления сигналов сотовой связи в системе УИС // Сборник трудов Всероссийской научно-практической конференции «Актуальные проблемы деятельности подразделений уголовно-исполнительной системы – Воронеж: «Научная книга», 2023. – Т. 1. – С. 262 – 265
4. Лубенцов А.В Власова А.И. Системный анализ синтеза модели мониторинга и подавления сигнала сотовой связи // В сборнике: Карбышевские чтения. Наше дело правое - победа будет за нами! Сборник научных трудов Международной научно-практической конференции. RUS, 2023. С. 229-236
5. Лубенцов А.В Власова А.И. Построение модели автоматической системы противодействия несанкционированной передачи информации по каналам связи // III Международная научно-практическая конференция «Научные междисциплинарные исследования в экономике, праве и управлении», Университет права и социально-информационных технологий», сборник трудов, Могилев, 2023, С. 439-443.
6. Лубенцов, А. В. Душкин А.В. Комплексные системы безопасности: системный анализ, архитектура, управление жизненным циклом / Воронеж: «Научная книга», 2022, 254с.
7. Лубенцов А.В. Юркина К.Д., Современные средства противодействия беспилотных летательных аппаратов в учреждениях уголовно-исполнительной системы Российской Федерации. / Сборник трудов Всероссийской научно-практической конференции «Актуальные проблемы деятельности подразделений уголовно-исполнительной системы». – Воронеж: «Научная книга», 2024. – Т. 1.
8. Лубенцов А.В. Гончаров П.О., Противодействие несанкционированному воздействию электромагнитных полей в системе УИС. / Сборник трудов

Всероссийской научно-практической конференции «Актуальные проблемы деятельности подразделений уголовно-исполнительной системы». – Воронеж: «Научная книга», 2024. – Т. 1.

9. Лубенцов А.В. Морозова А.И., Способы обнаружения БПЛА. Использование SDR – приемников для обнаружения радиосигналов / Сборник трудов Всероссийской научно-практической конференции «Актуальные проблемы деятельности подразделений уголовно-исполнительной системы». – Воронеж: «Научная книга», 2024. – Т. 1.

REFERENCES

1. Budko P. A., Zholdasov E. S., Zhukov G. A., Budko N. P. SDR-tehnologii i novye principy priema soobshhenij v simpleksnyh radiolinijah // Naukoemkie tehnologii v kosmicheskikh issledovanijah Zemli. 2013. №1. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/sdr-tehnologii-i-novye-printsipy-priema-soobscheniy-v-simpleksnyh-radioliniyah> (data obrashhenija: 19.10.2024).
2. Avdonin D.V., Ryndyk A.G. Intellektual'nye radiosistemy: kognitivnoe radio // Informacionnye tehnologii. Sistemy, sredstva svjazi i upravlenija: Informacionno-analiticheskij sbornik / Pod red. S.V. Ionova; OAO «Koncern «Sozvezdie». – Voronezh, 2012. №1. S. 115-117.
3. Lubencov A. V. Vlasova A.I. Sistemnyj analiz primenenija tehnologij sredstv podavlenija signalov sotovoj svjazi v sisteme UIS // Sbornik trudov Vserossijskoj nauchno-prakticheskoy konferencii «Aktual'nye problemy dejatel'nosti podrazdelenij ugolovno-ispolnitel'noj sistemy – Voronezh: «Nauchnaja kniga», 2023. – T. 1. – S. 262 – 265
4. Lubencov A.V Vlasova A.I. Sistemnyj analiz sinteza modeli monitoringa i podavlenija signala sotovoj svjazi // V sbornike: Karbyshevskie chtenija. Nashe delo pravoe - pobeda budet za nami! Sbornik nauchnyh trudov Mezhdunarodnoj nauchno-prakticheskoy konferencii. RUS, 2023. S. 229-236
5. Lubencov A.V Vlasova A.I. Postroenie modeli avtomaticheskoy sistemy protivodejstvija nesankcionirovannoj peredachi informacii po kanalam svjazi // III Mezhdunarodnaja nauchno-prakticheskaja konferencija «Nauchnye mezhdisciplinarnye issledovaniya v jekonomike, prave i upravlenii», Universitet prava i social'no-informacionnyh tehnologij», sbornik trudov, Mogilev, 2023, S. 439-443.
6. Lubencov, A. V. Dushkin A.V. Kompleksnye sistemy bezopasnosti: sistemnyj analiz, arhitektura, upravlenie zhiznennym ciklom / Voronezh: «Nauchnaja kniga», 2022, 254s.
7. Lubencov A.V. Jurkina K.D., Sovremennye sredstva protivodejstvija bespilotnyh letatel'nyh apparatov v uchrezhdenijah ugolovno-ispolnitel'noj sistemy Rossijskoj Federacii. / Sbornik trudov Vserossijskoj nauchno-prakticheskoy konferencii «Aktual'nye problemy dejatel'nosti podrazdelenij ugolovno-ispolnitel'noj sistemy». – Voronezh: «Nauchnaja kniga», 2024. – T. 1.
8. Lubencov A.V. Goncharov P.O., Protivodejstvie nesankcionirovannomu vozdejstviju jelektromagnitnyh polej v sisteme UIS. / Sbornik trudov Vserossijskoj nauchno-prakticheskoy konferencii «Aktual'nye problemy dejatel'nosti podrazdelenij ugolovno-ispolnitel'noj sistemy». – Voronezh: «Nauchnaja kniga», 2024. – T. 1.
9. Lubencov A.V. Morozova A.I., Sposoby obnaruzhenija BPLA. Ispol'zovanie SDR – priemnikov dlja obnaruzhenija radiosignalov / Sbornik trudov Vserossijskoj nauchno-prakticheskoy konferencii «Aktual'nye problemy dejatel'nosti podrazdelenij ugolovno-ispolnitel'noj sistemy». – Voronezh: «Nauchnaja kniga», 2024. – T. 1.

АЛГОРИТМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ЧАСТОТ МЕЖДУ БАЗОВЫМИ СТАНЦИЯМИ В СИСТЕМЕ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ НЕПРЕРЫВНОСТИ СВЯЗИ

А. Е. Пьянников, В. А. Терехин, Д. С. Никитенко

АО «ВНИИ «Вега», Воронеж, Россия

Аннотация. В статье рассмотрен алгоритм обеспечения непрерывности связи при перемещении абонентов между базовыми станциями в системах мобильной связи. Основное внимание уделяется разработке алгоритма переключения частот, а также приоритет выбора абонента, который позволяет эффективно управлять частотным ресурсом и обеспечивать стабильное качество связи.

Ключевые слова: система мобильной связи; радиоцентр; одноканальная базовая станция; абонентская станция; маркер; частота.

AN ALGORITHM FOR MAKING A DECISION ON THE AVAILABILITY OF A SUBSCRIBER IN THE BASE STATION'S SERVICE AREA IN A MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

A. E. Piyannikov, V. A. Terehin, D. S. Nikitenko

JSC VNII Vega, Voronezh, Russia

Abstract. The article discusses an algorithm for ensuring continuity of communication when moving subscribers between base stations in mobile communication systems. The main attention is paid to the development of a frequency switching algorithm, as well as the priority of subscriber selection, which makes it possible to effectively manage the frequency resource and ensure stable communication quality.

Keywords: mobile communication system; radio center; single-channel base station; subscriber station; marker; frequency.

1. ВВЕДЕНИЕ

Предлагаемая система мобильной связи ограниченного числа абонентов может быть построена на одноканальных базовых радиостанциях (БС), связанных с пунктом управления каналом тональной частоты. Таким образом, для такой системы радиоцентром (РЦ) будем считать комплекс из нескольких базовых станций, расположенных в одном месте и имеющих единую зону покрытия. Система мобильной связи для обеспечения приоритетов абонентов может быть построена на базе маркеров. Маркер – кодограмма, определяющая приоритет абонента и инициализирующую его. Если маркер, излучаемый БС, находящейся на РЦ в зоне покрытия которого находится абонент, отличается от маркера, разрешенного абоненту, то выход на связь через данную БС невозможен, как и невозможно обеспечение непрерывности связи абонента при переезде в зону покрытия РЦ, БС которого не излучают маркер, разрешенный абоненту.

При этом абонентские станции (АС) в системе могут не поддерживать переключение каналов при перемещении, в таком случае для сопровождения абонента используются базовые станции. Для обеспечения безусловного предоставления связи абоненту во всей зоне действия системы мобильной связи, после выхода на связь абонентской станции, под нее выделяется отдельный радиоканал. При этом все базовые станции, находящиеся на этом канале, переключаются на другой канал, при наличии,

либо переходят в режим дежурного приема (выключают передатчики). Таким образом, максимальное количество абонентов определяется количеством радиоканалов, поддерживаемых приемником радиомониторинга (считаем достаточным от 40 до 50 каналов).

Необходимо разработать алгоритм переключения частот между базовыми станциями таким образом, чтобы обеспечивалось заданное или максимально возможное количество БС, находящихся в режиме излучения маркера одновременно с фиксацией за абонентом радиоканала. Разработанный алгоритм обеспечит работу мобильной сети при выходе абонента на связь, уходе абонента со связи и переходе абонента с одного РЦ на другой.

Для удобства описания алгоритма введем понятия группы и подгруппы.

Группа – это совокупность РЦ, на которых можно излучать одинаковую радиочастоту. То есть они не имеют пересечения зон покрытия.

Подгруппа – это совокупность БС, на которых можно излучать одинаковую радиочастоту, при том, что от одного РЦ в подгруппу входит только один БС. Один РЦ может входить в несколько подгрупп.

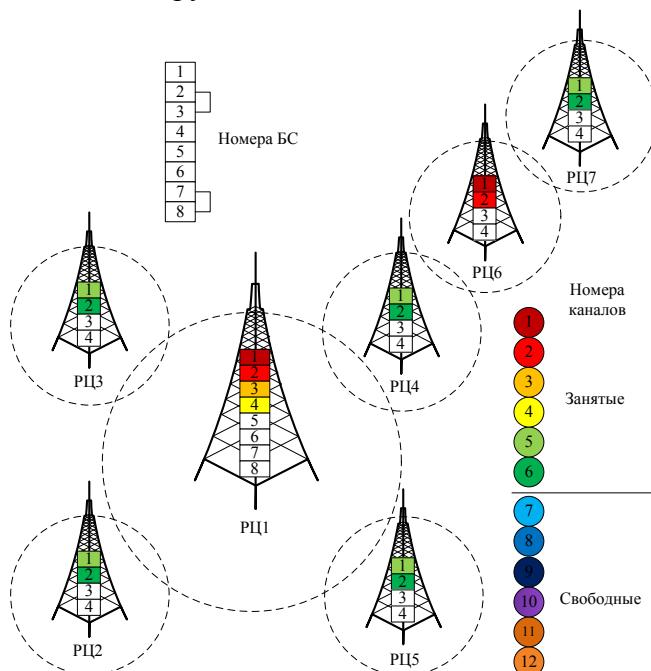


Рис.1. Пример мобильной сети с семью РЦ.

На рисунке 1 представлен пример мобильной сети с семью РЦ. На РЦ1 расположено восемь БС, а на остальных по четыре БС. На РЦ1 излучают четыре БС, а на остальных только по две БС. Остальные БС находятся в дежурном режиме. В первую группу входят два РЦ: РЦ1 и РЦ6. Во вторую группу входят пять РЦ: РЦ2, РЦ3, РЦ4, РЦ5, РЦ7. В данном случае может быть сформировано шесть подгрупп. В первой группе четыре подгруппы и две во второй.

Таблица 1. Состав подгрупп первой группы.

Подгруппа	БС
1	РЦ1- БС1, РЦ6- БС1
2	РЦ1- БС2, РЦ6- БС2
3	РЦ1- БС3
4	РЦ1- БС4

Таблица 2. Состав подгрупп второй группы.

Подгруппа	БС
1	РЦ2- БС1, РЦ3- БС1, РЦ4- БС1, РЦ5- БС1, РЦ7- БС1
2	РЦ2- БС2, РЦ3- БС2, РЦ4- БС2, РЦ5- БС2, РЦ7- БС2

Все БС, которые в первичном состоянии находятся в режиме излучения, являются основными БС, а которые находятся в дежурном режиме являются резервными БС. Резервные БС используются для поддержания заданного количества маркируемых каналов на РЦ, а также для переезда абонента из одной группы в другую без переключения каналов. Все подгруппы собираются в список. При выходе абонента на связь, в подгруппе на всех остальных РЦ подгруппы выключают существующую частоту, проверяют список свободных частот и, если есть свободная частота, выставляют её. Убирают её из буфера свободных каналов и меняют канал группы на неё.

БС_A – БС с которой возникла определенная ситуация.

БС_Д – все БС подгруппы, в которой есть БС_A, за исключением самой БС_A.

ЧД – частота подгруппы.

Проверяют наличие свободных частот. Если есть, то выставляют на БС_Д свободную частоту, заносят её в ЧД и переводят БС_Д в режим излучения. Если нет, то переводят БС_Д в дежурный режим. Проверяют таблицу маркеров. Если есть резерв маркера, то проверяют наличие свободных БС. Если есть свободная БС, и БС_Д находится в режиме излучения, то выставляют на этой БС частоту ЧД и переводят её в режим излучения.

Выход абонента на связь

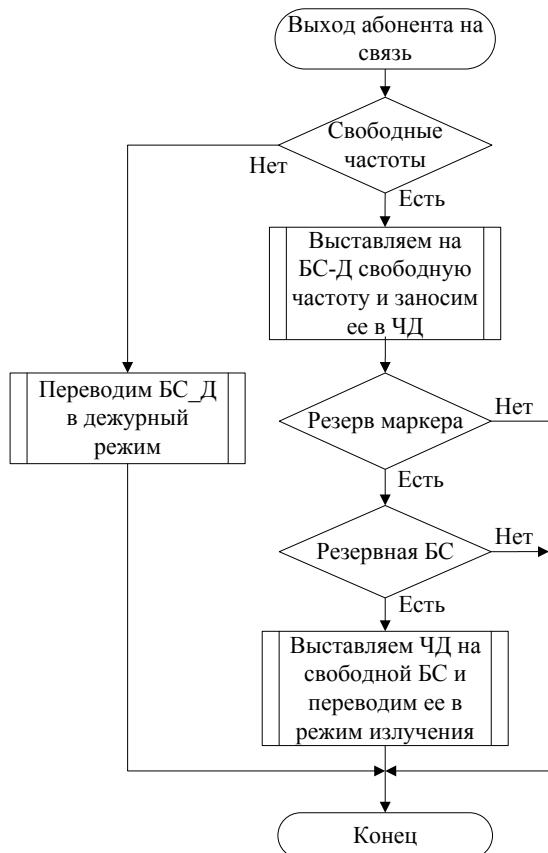


Рис. 2. Выход абонента на связь

2. УХОД АБОНЕНТА СО СВЯЗИ

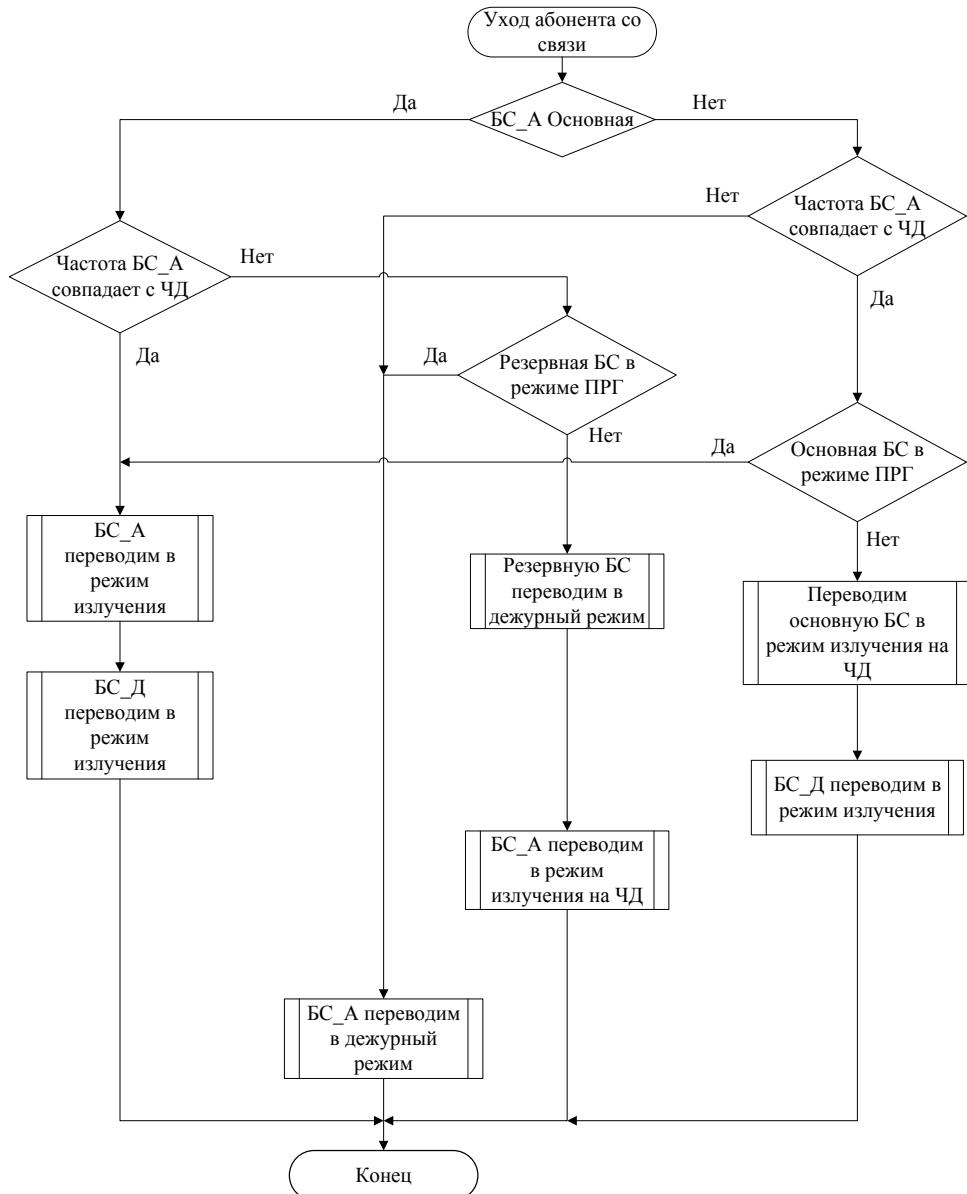


Рис. 3. Уход абонента со связи

Если БС имеет признак «Основной», проверяют, совпадает ли частота БС, на которой велись переговоры, с частотой подгруппы. Если совпадает, то включают режим излучения на этой частоте, а также включают режим излучения на других БС подгруппы. Если нет, то проверяют режим работы резервной БС этого РЦ, работающего на частоте подгруппы. Если резервная БС находится в режиме излучения или дежурный, то ее переводят в дежурный режим, а основную БС переводят в режим излучения на частоте подгруппы. Если резервная БС находится в режиме «Переговоры», то основную БС переводят в дежурный режим.

Если БС имеет признак «Резервный» проверяют, совпадает ли частота БС, на которой велись переговоры с частотой подгруппы. Если частота не совпадает, то БС переводят в дежурный. Если частота совпадает, то проверяют режим работы основной БС. Если основная БС в режиме излучения или дежурный, то резервную БС переводят в дежурный режим, а основную БС в режим излучения на частоте ЧД. Если основная БС

в режиме переговоры, то резервную БС переводят в режим излучения и БС_Д переводят в режим излучения.

3. ПЕРЕХОД АБОНЕНТА С ОДНОГО РЦ НА ДРУГОЙ

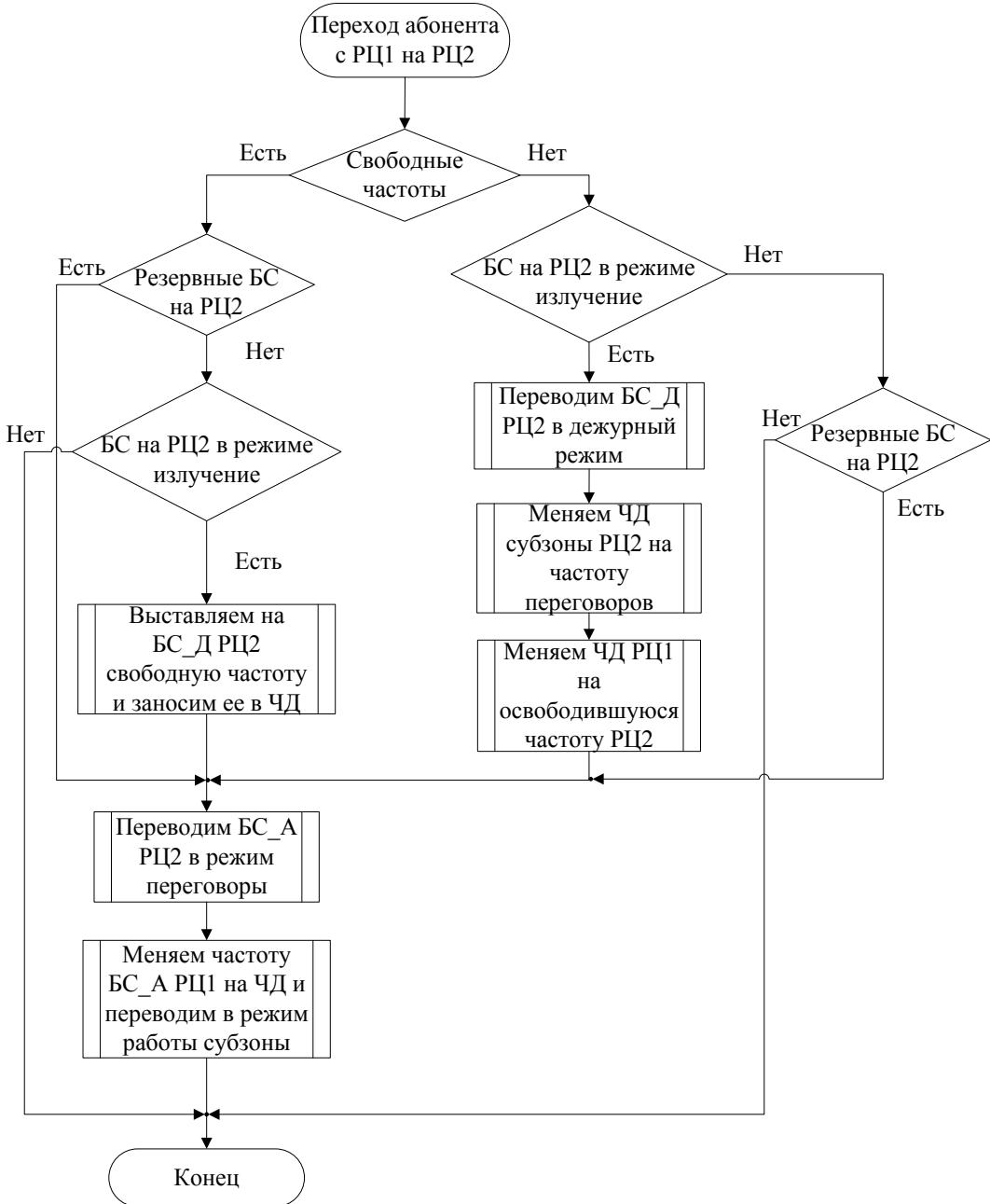


Рис. 4. Переход абонента с РЦ1 на РЦ2.

Проверяется наличие свободных частот. Если есть свободные частоты. Проверяется наличие резервных БС на РЦ2. Если они есть, то переводим резервную БС РЦ2 в режим переговоры, меняем частоту на БС РЦ1 на ЧД и переводим в режим работы подгруппы.

Если нет резервных БС, то проверяется есть ли БС на РЦ2, находящиеся в режиме излучения. Если есть БС, находящиеся в режиме излучения, то выставляем БС_Д РЦ2 свободную частоту и заносим ее в ЧД, переводим найденную БС в режим переговоры, меняем частоту на БС РЦ1 на ЧД и переводим в режим работы подгруппы.

Если нет свободных частот. Проверяем наличие резервных БС на РЦ2. Если они есть, то переводим БС_Д РЦ2 в дежурный режим, меняем ЧД подгруппы РЦ2 на частоту переговоров, меняем ЧД РЦ1 на освободившуюся частоту РЦ2, переводим выбранную БС в режим переговоры, меняем частоту БС_А РЦ1 на ЧД и переводим в режим работы подгруппы. Если нет БС, находящихся в излучении, проверяем резервные БС. Если они есть, то переводим выбранную БС в режим переговоры и меняем частоту БС_А РЦ1 на ЧД, далее переводим в режим работы подгруппы.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработан алгоритм переключения частот между базовыми станциями, который обеспечит работу мобильной сети при выходе абонента на связь, уходе абонента со связи и переходе абонента с одного РЦ на другой. Алгоритм обеспечивает заданное или максимально возможное количество БС, находящихся в режиме излучения маркера. Сеть мобильной связи обеспечивает непрерывность для абонента при фиксированной частоте, на которой ведутся переговоры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Артемов М.Л., Борисов В.И., Маковий В.А., Сличенко М.П. Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. М: Радиотехника, 2021. – 556с.
2. Таненбаум Э. С., Фимстер Н., Уэзеролл Д. Компьютерные сети. 6-е издание. СПб: Питер, 2023. – 992с.

REFERENCES

1. Artemov M.L., Borisov V.I., Makovij V.A., Slichenko M.P. Automated control systems, radio communications and electronic warfare. M.: Radio Engineering, 2021. – 556s.
2. Tanenbaum E. S., Feemster N., Weatherall D. Computer networks. 6th edition. St. Petersburg, 2023. – 992s.

АЛГОРИТМ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ О НАЛИЧИИ АБОНЕНТА В ЗОНЕ ОБСЛУЖИВАНИЯ БАЗОВОЙ СТАНЦИИ В СИСТЕМЕ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ.

А. Е. Пьянков, В. А. Терехин, Д. С. Никитенко

АО «ВНИИ «Вега», Воронеж, Россия

Аннотация. В статье рассмотрен алгоритм принятия решения о наличии абонента в зоне обслуживания базовой станции в системе мобильной связи ограниченного числа абонентов, позволяющий обеспечить надежное определение наличия абонента в зоне действия радиоцентра, а также предоставить минимально необходимое переключение между ними для обеспечения непрерывности связи.

Ключевые слова: система мобильной связи; радиоцентр; базовая станция; абонентская станция; приемник радиомониторинга; отфильтрованные данные; коэффициент фильтрации.

AN ALGORITHM FOR DECIDING ON THE AVAILABILITY OF A SUBSCRIBER IN THE BASE STATION'S SERVICE AREA IN A MOBILE COMMUNICATION SYSTEM.

А. Е. Pyanikov, V. A. Terekhin, D. S. Nikitenko

VNII Vega JSC, Voronezh, Russia

Abstract. The article considers an algorithm for deciding on the presence of a subscriber in the base station's service area in a mobile communication system of a limited number of subscribers, which allows for reliable identification of the subscriber's presence in the radio center's coverage area, as well as ensuring the minimum necessary switching between them to ensure continuity of communication.

Keywords: mobile communication system; radio center; base station; subscriber station; radio monitoring receiver; filtered data; filtering coefficient.

1. ВВЕДЕНИЕ

Предлагаемая система мобильной связи ограниченного числа абонентов может быть построена на одноканальных базовых радиостанциях, связанных с пунктом управления каналом тональной частоты. При этом контроль наличия абонента в зоне действия базовой станции (БС) может осуществляться вынесенными приемниками радиомониторинга для оценки качества канала связи.

Таким образом, для нашей системы радиоцентром (РЦ) будем считать комплекс из базовой станции и приемника радио мониторинга.

При этом абонентские станции (АС) в системе могут не поддерживать переключение каналов при перемещении, в таком случае для сопровождения абонента используются базовые станции. Для обеспечения безусловного предоставления связи абоненту во всей зоне действия системы мобильной связи, после выхода на связь абонентской станции, под нее выделяется отдельный радиоканал. При этом все базовые станции, находящиеся на этом канале, переключаются на другой канал, при наличии, либо переходят в режим дежурного приема (выключают передатчики). Таким образом, максимальное количество абонентов определяется количеством радиоканалов, поддерживаемых приемником радиомониторинга (считаем достаточным от 40 до 50 каналов).

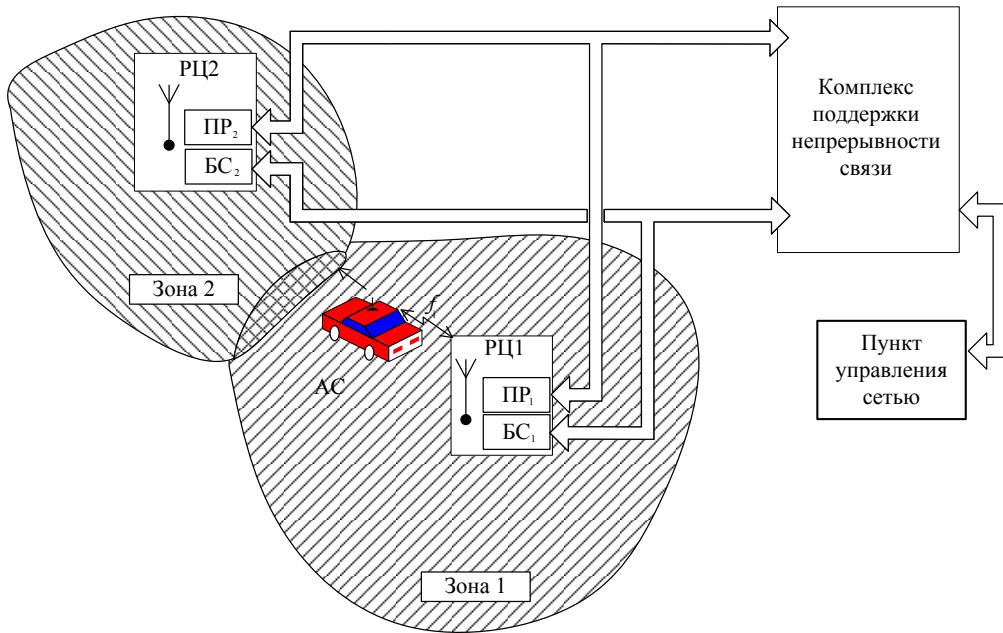


Рис. 1. Схема системы мобильной связи.

2. ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ ОБРАБОТКА

Алгоритм принятия решения о наличии абонента в зоне обслуживания базовой станции может быть разработан для условий использования вынесенного приемника радиомониторинга (ПР), предназначенного для сбора данных об уровнях приема от абонентских станций. ПР и базовая станция могут быть подключены к разным антеннам, что ведет к необходимости применять коэффициенты коррекции.

На первом этапе происходит коррекция входного уровня путем вычитания заданного значения из данных, полученных от приемника радио мониторинга. ПР присыпает данные в диапазоне от 0 до 255 условных единиц. Результат вычисления также приводится к этому диапазону. Новый уровень канала вычисляется по формуле:

$$L = \min(\max(L_{kp} - \beta, 0), 255) \quad (1)$$

где:

L – новые данные,

L_{kp} – уровень от ПР,

β – значение коррекции ($-255 < \beta < 255$)

3. ФИЛЬТРАЦИЯ ДАННЫХ ОТ ПРИЕМНИКА РАДИОМОНИТОРИНГА

В процессе разработки системы проведены натурные испытания для сбора данных об уровнях радиоприема. Графики полученных измерений приведены на рисунке 2.

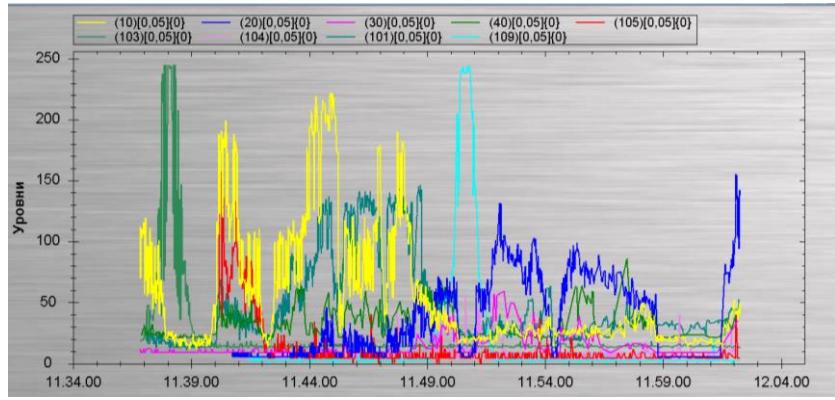


Рис. 2. Графики уровней от ПР, полученные разными РЦ при проведении натурных испытаний.

Собранные данные имели значительные выбросы, что приводило к ложным переключениям в зонах с близким уровнем от нескольких радиоцентров. Было принято решение использовать фильтр для устранения этого эффекта.

При выходе абонентской станции на связь начинается процедура сопровождения. Идёт сбор информации от всех ПР на частоте переговоров. Первые четыре пакета от каждого ПР идёт накопление данных об уровне путём среднего арифметического от трёх последних пакетов. Исходя из предыдущих экспериментальных работ, наиболее подходящим выбран экспоненциальный фильтр. Далее выполняется применение экспоненциального фильтра, согласно формуле:

$$L_t = (1 - \alpha)L_{t-1} + \alpha L \quad (2)$$

где:

L_t – отфильтрованные данные,

L_{t-1} – отфильтрованные данные на предыдущем шаге,

L – новые данные,

α – коэффициент сглаживания ($0 < \alpha < 1$).

Коэффициент фильтрации задается для каждого радиоцентра индивидуально в зависимости от условий местности. Наиболее часто применяется коэффициент равный 0,05 для городской застройки и 0,25 для радиоцентров, находящихся в тоннелях.

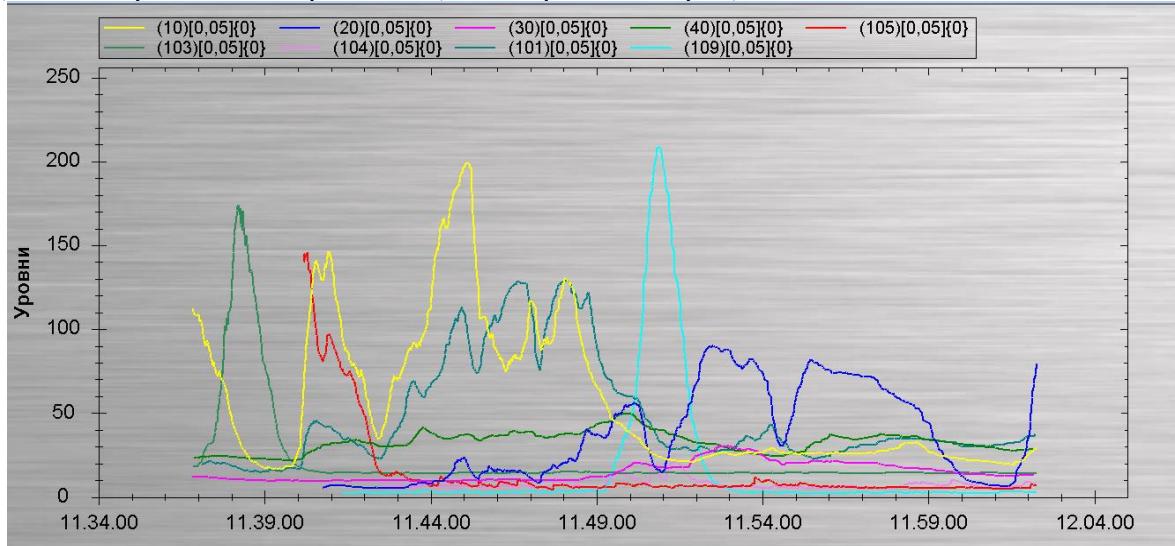


Рис. 3. Графики уровней от ПР, отфильтрованные с $\alpha = 0.05$.

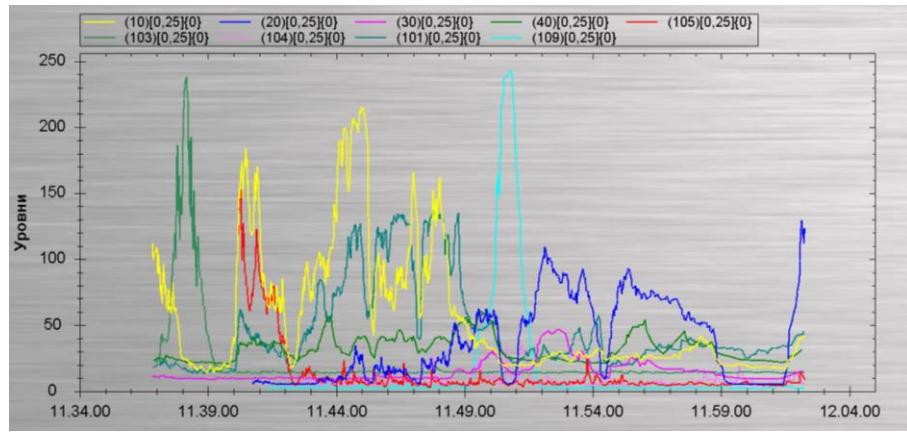


Рис. 4. Графики уровней от ПР, отфильтрованные с $\alpha = 0.25$.

4. АЛГОРИТМ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ

Если уровень отфильтрованных данных с одного ПР будет больше уровня отфильтрованных данных текущего ПР не менее чем на уровень порога переключения (параметр устанавливается на всю систему), и уровень отфильтрованных данных текущего ПР будет ниже уровня перехода (параметр устанавливается на каждый РЦ), произойдет переключение АС на новый РЦ:

$$\begin{cases} L_t + p > L_0 \\ L_0 < L_p \end{cases} \quad (3)$$

где:

L_t — отфильтрованные данные произвольного ПР,

L_0 — отфильтрованные данные от ПР на РЦ которого ведутся переговоры,

p — порог переключения

L_p — значение «Уровня перехода» для текущего РЦ.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В качестве подведения итогов можно сказать, что применение алгоритма принятия решения о наличии абонента в зоне обслуживания базовой станции в системе мобильной связи на практике показало свою эффективность при испытаниях в условиях эксплуатации на реальных объектах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Артемов М.Л., Борисов В.И., Маковий В.А., Сличенко М.П. Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. М: Радиотехника, 2021. – 556с.
2. Грешилов А.А., Стакун В.А., Стакун А.А. Математические методы построения прогнозов. М: Радио и связь, 1997. – 112с.

REFERENCES

1. Artemov M.L., Borisov V.I., Makovij V.A., Slichenko M.P. Automated control systems, radio communications and electronic warfare. M.: Radio Engineering, 2021. – 556s.
2. Greshchilov A.A., Stakun V.A., Stakun A.A. Mathematical methods of forecasting. M.: Radio and Communication, 1997. – 112s.

ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К КАНАЛАМ УПРАВЛЕНИЯ И ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ МАЛЫМИ БЛА И ВАРИАНТЫ РЕАЛИЗАЦИИ

А.И. Лубенский, А.О. Липатов

Акционерное общество «Воронежский научно-исследовательский институт «Вега»
(АО «ВНИИ «Вега»), Воронеж, Россия

Аннотация. При разработке БЛА обязательно возникает вопрос обеспечения связи между бортом и наземным пунктом управления. В настоящем докладе рассматривается обоснование требований к каналам управления и передачи информации малыми БЛА, что позволит провести качественный выбор готового оборудования передачи данных или сформулировать техническое задание для его разработки.

Ключевые слова: БЛА, канал управления, канал передачи данных, доступа в канал, задержка передачи данных, скорость передачи данных, широкополосный сигнал, COFDM.

JUSTIFICATION OF REQUIREMENTS FOR SMALL UAV CONTROL AND INFORMATION TRANSMISSION CHANNELS AND IMPLEMENTATION OPTIONS

A.I. Lubensky, A.O. Lipatov

Voronezh Scientific Research Institute Vega Joint Stock Company (VSRI Vega JSC),
Voronezh, Russia

Abstract. When developing a UAV, the issue of ensuring communication between the board and the ground control center necessarily arises. This article discusses the rationale for the requirements for control channels and information transmission of small UAVs, which will allow for a high-quality selection of ready-made data transmission equipment or formulate a technical specification for its development.

Keywords: UAV, control channel, data transmission channel, channel access, data transmission delay, data transmission rate, broadband signal, COFDM.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время получила бурное развитие беспилотная авиация, со множеством задач как в гражданской, так и военной сферах.

Растёт количество оборудования на борту БЛА, с которого необходимо в режиме реального времени передавать большой объём данных на пункт управления, в том числе видеинформации. Для передачи команд управления на БЛА, управления полезными нагрузками требуется надежный канал, устойчивый к воздействию преднамеренных и непреднамеренных помех, актуальны и задачи управления группой БЛА с одного пункта управления.

Большие БЛА используют системы управления аналогичные управляемой авиации. Это габаритная и дорогостоящая аппаратура, предназначенная для передачи данных на сотни километров. Применение такой аппаратуры связи для малых БЛА нецелесообразно, ввиду больших габаритов и массы, стоимости и дополнительной нагрузки на существующую инфраструктуру.

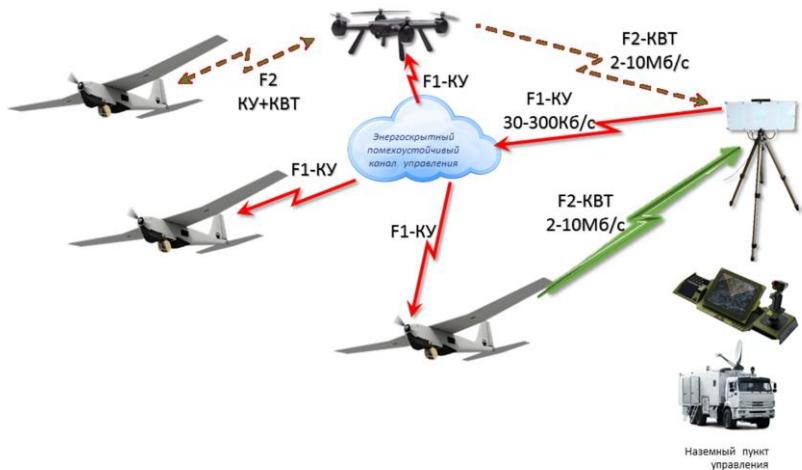


Рис. 1. Типовая схема связи группы БЛА

На гражданском рынке аппаратуры связи для малых БЛА существуют решения на базе Wi-Fi мостов, низкоскоростных каналов управления на базе устройств с технологией LoRa, а также их совместного решения. Но аппаратура на базе Wi-Fi мостов работает только в стандартных диапазонах частот, которые не гарантируют стабильной связи на больших расстояниях, ввиду возможной их загруженности по маршруту следования БПЛА, а также имеет посредственную чувствительность при высоких скоростях передачи данных, не имеет оперативных механизмов частотной адаптации для нейтрализации помех, а также имеются ограничения по дальности работы за счет временного доступа в канал. Каналы управления на базе микросхем Semtech SX1276 имеют прекрасные характеристики чувствительности, массогабаритные параметры, потребление, но скорость передачи данных в канале ограничена величиной 5-15 кбит/с, что является недостаточным для оперативного управления БПЛА и бортовым оборудованием.

Предлагается рассмотреть требования к каналам управления и передачи информации для малых БЛА со следующими характеристиками:

- дальность полета до 100 км;
- скорость движения БЛА относительно пульта управления до 250 км/ч;
- назначение БЛА – наблюдение в гражданских и специальных целях;
- крен и тангаж не более 45°;
- высота полета, достаточная для обеспечения радиовидимости.

Таким образом требуют определения следующие характеристики канала управления и передачи информации для малых БЛА:

- скорость передачи данных каналов управления (КУ) и передачи информации;
- метод доступа в канал;
- размер пакета данных (для планера и для полезной нагрузки);
- допустимая задержка передачи данных;
- требования к антеннам БЛА и наземного пункта управления (НПУ) и частотному диапазону;
- габариты аппаратуры;
- масса аппаратуры.

2. ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К АНТЕННАМ И РАБОЧЕМУ ДИАПАЗОНУ ЧАСТОТНОМУ

Рабочий диапазон частот канала управления и передачи информации должен определяться областью применения БЛА. А именно минимальной высотой полета и рельефом местности. Известно, что потери распространения радиоволн вдоль земной поверхности с препятствиями (в виде рельефа местности, растительности) и свободном пространстве имеют выраженную частотную зависимость. При эксплуатации БЛА в условиях с небольшими рабочими высотами, неоднородным рельефом местности предпочтительным будет выбор рабочей частоты из диапазона частот 500-1500 МГц. Для БЛА, эксплуатируемых на высотах, обеспечивающих прямую радиовидимость предпочтительнее применить более высокие рабочие частоты 1500-5000 МГц ввиду меньших размеров бортовых антенн. Рабочие частоты выше 5000 МГц применять для малых БЛА с дальностями 100 км не рекомендуется ввиду значительных потерь распространения в свободном пространстве. На рисунке 2 приведены графики зависимости потерь в свободном пространстве [3] от расстояния для частот 500, 1500, 3000 и 5000 МГц.

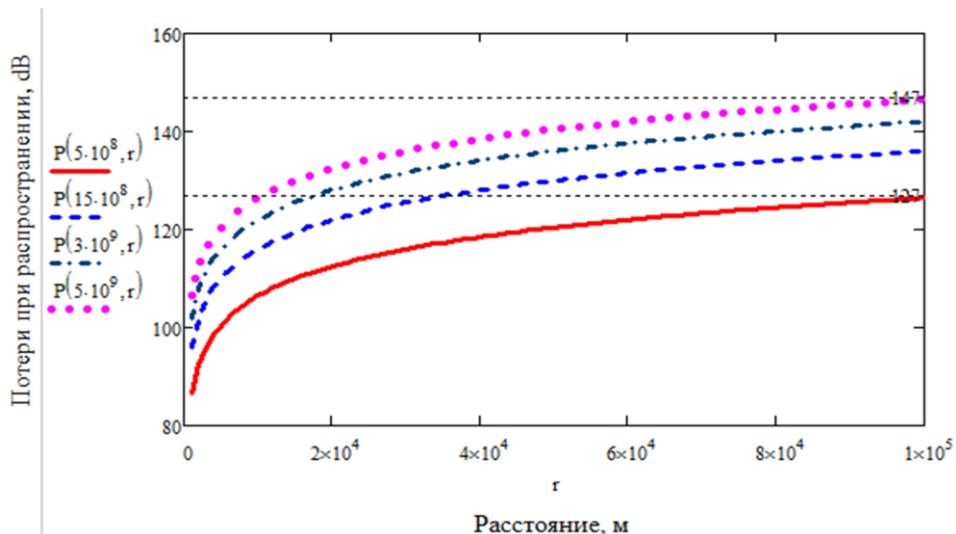


Рис. 2. Потери сигнала при распространении в свободном пространстве

На БЛА ввиду совершаемых маневров во время полета необходимо применять антенну с круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости, с углом $\pm 45^\circ$ в вертикальной плоскости и обеспечивающей перекрытие полосы частот широкополосного приемного устройства. На НПУ антенна должна быть широкополосной и иметь хорошие направленные свойства – по углу места $\pm 45^\circ$, по азимуту $\pm 10^\circ$, коэффициент усиления не менее 10 дБи. Что позволит обеспечить уверенную связь, а также пространственную избирательность от преднамеренных и непреднамеренных помех.

3. ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К КАНАЛУ УПРАВЛЕНИЯ

Устойчивость к воздействию узкополосных помех решается применением сигнально-кодовых конструкций (СКК), обеспечивающих работу с большим запасом помехоустойчивости, а также алгоритмами адаптации по частоте.

Запас бюджета канала возможно обеспечить увеличением излучаемой мощности, применением направленных антенн с высоким коэффициентом усиления, а также за счет «обмена» мощности сигнала на полосу пропускания канала.

Обоим условиям удовлетворяют сигнально-кодовые конструкции с прямым расширением спектра и модуляцией низкого порядка (BPSK и QPSK). На рисунке 3 показаны необходимые отношения сигнал-шум (ОСШ) для различных видов модуляции. Сигналы с расширенным спектром [1], используемые для передачи цифровой информации, отличаются тем, что их полоса частот W намного больше, чем информационная скорость R бит/с. Это значит, что показатель расширения спектра (база сигнала) $B_c = W/R$ для широкополосных сигналов намного больше единицы.

Большая избыточность, свойственная широкополосным системам, требуется для преодоления высоких уровней интерференции, возникающей при передаче информации через каналы с замираниями, а также уменьшения ОСШ при приеме сигнала на фоне аддитивного белого гауссовского шума. При этом в качестве дополнительного источника избыточности необходимо применять дополнительное канальное кодирование.

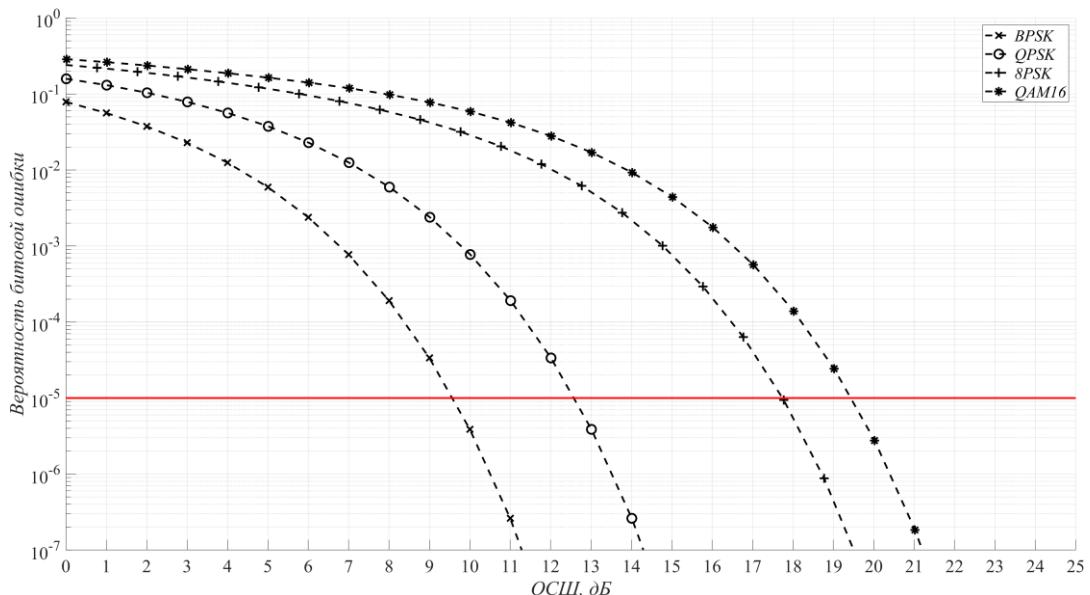


Рис. 3. Зависимость требуемого ОСШ от вида модуляции

Основными преимуществами широкополосных сигналов являются:

- возможность работы в условиях воздействия узкополосных помех;
- уменьшение влияния интерференции, возникающей от других пользователей канала, а также межсимвольной и внутрисимвольной интерференции, обусловленной распространением сигнала;
- обеспечение высокой электромагнитной совместимости;
- реализация множественного доступа на основе кодового разделения.
- возможность работы ниже уровня теплового шума.

Скорость передачи данных в канале управления должна быть достаточной для управления полетом, задержка передачи данных не должна превышать 300 мс, а пропускная способность должна быть достаточной для оперативного управления бортовыми полезными нагрузками.

Проанализировав основные протоколы управления БЛА Sbus, TBS Crossfire, D16 и MavLink, выяснили, что скорости 15 кб/с достаточно для управления полетом. Из опыта разработки аппаратуры связи для наземной робототехники для управления PTZ-видеокамерами, навигационным оборудованием по интерфейсам UART и Ethernet достаточно скорости 50кб/с, аналогично для размещаемой нагрузки на БЛА.

Суммарно $R=65$ кб/с достаточно для управления полетом и бортовой полезной нагрузкой. Далее определим необходимую ширину спектра сигнала КУ для $R=65$ кб/с. Расчет выполним для следующей СКК – модуляция DQPSK, база сигнала $B_c=128$, каскад помехоустойчивого кодирования свёрточное и блочное с общей избыточностью 2,2.

При пакетной передаче информации присутствуют накладные расходы – синхровставка, старт байт, защитный интервал между пакетами, канальная информация, что в совокупности не должно превышать 10 %. Таким образом ширина спектра W равняется 20617625,6 Гц или 20,6 МГц для скорости 65 кб/с. Можно сделать вывод, что максимальная скорость передачи данных КУ не должна превышать 150 кб/с ввиду значительной ширины спектра сигнала 45 МГц. А минимальная скорость передачи данных не должна быть менее 15 кб/с необходимых для управления полетом.

Также в среде программирования MatLab была промоделирована предложенная СКК и построен график кривой вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум (ОСШ).

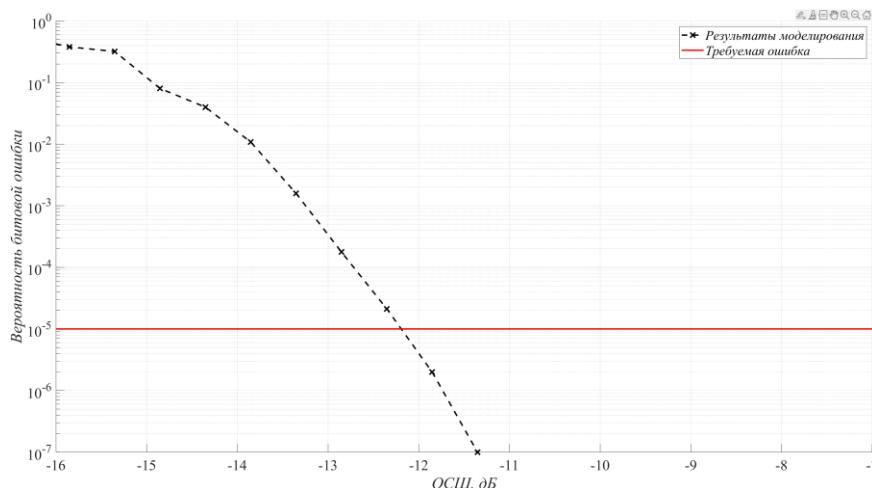


Рис. 4. Вероятность битовой ошибки от ОСШ для СКК канала управления

Для эффективного использования пропускной способности КУ немаловажным является размер пакета данных. Пакеты большого размера влияют на задержку передачи данных, малого размера на эффективность использования канала. Предлагается использовать размер не менее 75 байт, что позволит передавать пакеты для IP полезных нагрузок с минимальной фрагментацией.

Оценим необходимые характеристики аппаратуры КУ для обеспечения дальности 100 км. Для этого рассчитаем потери распространения в свободном пространстве, ориентировочную чувствительность и мощность излучения передатчика, коэффициент усиления антенны НПУ примем равным 10 дБи, антенны БЛА 0 дБи. Потери распространения в свободном пространстве радиосигнала на частоте 3000 МГц составляют 142 дБ [3].

Чувствительность (N_{min}) рассчитаем для нормальных условий по формуле, приведенной ниже.

$$N_{min} = P_A + 10 \log_{10} R + K_N + E_b/N_0, \quad (1)$$

где P_A – уровень теплого шума в нормальных условиях, равный минус 174 дБм/Гц, K_N – коэффициент шума приемного тракта, примем равным 3 дБ. Требуемое значение E_b/N_0 для взятой СКК ориентировочно равна 8 дБ. Тогда значение чувствительности, вычисленное по (1) равняется -114,7 дБм.

При полученной величине чувствительности и коэффициенте усиления антенны НПУ 10 дБи, для обеспечения требуемой дальности необходимо иметь выходную мощность передатчика не менее 17,3 дБм, что легко реализуемо на практике.

4. ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К КАНАЛУ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Канал передачи информации предназначен для передачи данных телеметрии и видеинформации с бортового оборудования на НПУ. Критичной к скорости передачи информации является видеинформация и поток данных составляет от 1 до 10 Мб/с.

Основной трудностью при построении канала передачи информации является выбор оптимальной СКК для обеспечения высокой скорости передачи данных на большие расстояния. Применение простых видов модуляции на скоростях передачи данных 10 Мб/с и расстоянии 100 км неэффективны, ввиду сильной межсимвольной интерференции [2].

Для данных условий работы эффективным будет использование кодированного OFDM (COFDM) [4]. Преимущества COFDM являются:

- способность противостоять сложным условиям в радиоканале, в первую очередь устранять межсимвольную интерференцию и бороться с узкополосными помехами;
- высокая спектральная эффективность. Если число поднесущих приближается к бесконечности, OFDM системы показывают почти удвоенную спектральную эффективность в сравнении с традиционными системами с частотным разделением каналов;
- простая реализация методами цифровой обработки (стала простой с развитием мощности вычислительных устройств и разработки оптимальных алгоритмов обработки сигнала).

Особенностью OFDM является использование ортогонального частотного мультиплексирования, благодаря которому вероятность битовой ошибки для такого сигнала определяется только модуляцией поднесущих.

Так для обеспечения максимальной спектральной и энергетической эффективности в канале передачи данных целесообразно применение метод OFDM с модуляцией QPSK на поднесущих, а также каскад помехоустойчивого кодирования, состоящий из блочного кодирования Рида-Соломона с избыточностью 10% и сверточного кода с избыточностью 1/2. В среде программирования MatLab была промоделирована предложенная СКК и построен график кривой вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум (ОСШ).

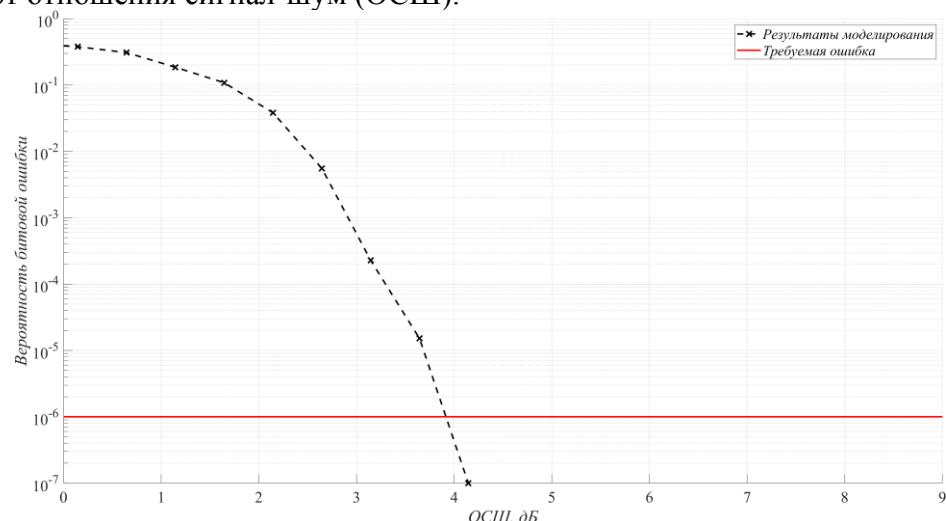


Рис. 5. Вероятность битовой ошибки от ОСШ для СКК канала передачи информации

Видно, что при использовании данной СКК можно добиться приема данных с вероятностью битовой ошибки меньше 10^{-5} при ОСШ, равном 4,5 дБ. Чувствительность, рассчитанная по формуле (1) для скоростей $R=1$ Мб/с и $R=10$ Мб/с равна минус 106,5 и минус 96,5 дБм соответственно.

А для обеспечения дальности 100 км, при коэффициенте усиления антенны НПУ 10 дБи, необходимо иметь выходную мощность передатчика не менее 35,5 дБм.

Размер пакета для канала передачи данных определяется потоком данных от видеооборудования, эффективностью применения каскадного кодирования, сложностью реализации декодера и времени декодирования, сложностью реализации синхронизации приемного оборудования. Компромиссным является размер 400-600 байт.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе рассмотрели требования к каналам управления и передачи информации малых БЛА, показаны различия в их характеристиках. Определены требования к антеннам, сигнально-кодовым конструкциям, скорости передачи данных, проведена оценка необходимой мощности излучения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Артемов М.Л., Борисов В.И., Маковий В.А., Сличенко М.П. Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. Основы теории и принципы построения. Монография/Под ред. М.Л. Артемова. М.: Радиотехника, 2021. – 556 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
3. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. Учебник для вузов. М.: Связь, 1972. – 336 с.
4. Seia S., Toufik I., Baker M. LTE - the UMTS long term evolution: from theory to practice. Great Britain: John Wiley & Sons Ltd, 2011. – 752 p.

REFERENCES

1. Artemov M.L., Borisov V.I., Makoviy V.A., Slichenko M.P. Automated control systems, radio communications and electronic warfare. Fundamentals of theory and principles of construction. The monograph/Edited by M.L. Artemov, Moscow: Radio Engineering, 2021. – 556 p.
2. Sklyar B. Digital communication. Theoretical foundations and practical application. Moscow: «Williams» Publishing House, 2003. – 1104 p.
3. Dolukhanov M.P. Propagation of radio waves. Textbook for universities. Moscow: Svyaz Publ., 1972. – 336 p.
4. Seia S., Toufik I., Baker M. LTE - the UMTS long term evolution: from theory to practice. Great Britain: John Wiley & Sons Ltd, 2011. – 752 p.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ СЕТИ СОТОВОЙ СВЯЗИ ДЛЯ НАВИГАЦИИ ВОЗДУШНЫХ СУДОВ ПРИ МАРШРУТНЫХ ПОЛЁТАХ

А. И. Матвеев¹, А. П. Чернышов², Д. С. Юдаков²

¹в/ч 32312, Калининград, Россия

²Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия

Аннотация. Предложено решение задачи позиционирования воздушных судов при выполнении маршрутных полетов с использованием локальной системы навигации, построенной с использованием базовых станций сети сотовой связи. Использование такой системы навигации позволит выполнять полеты по маршрутам с позиционированием точностью до 500 метров. Проведен эксперимент по приему сигналов сотовой связи на борту воздушного судна.

Ключевые слова: локальная система навигации; маршрутный полет; GSM; позиционирование; координаты.

THE USE OF A LOCAL NAVIGATION SYSTEM BASED ON A CELLULAR COMMUNICATION NETWORK FOR AIRCRAFT NAVIGATION DURING ROUTE FLIGHTS

A. I. Matveev¹, A. P. Chernyshov², D. S. Yudakov²

¹military unit 32312, Kaliningrad, Russia

²Military Training and Scientific Center of the Air Force «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. A solution to the problem of aircraft positioning during route flights using a local navigation system built using cellular network base stations is proposed. The use of such a navigation system will allow flights on routes with positioning accuracy up to 500 meters. An experiment was conducted on receiving cellular communication signals on board an aircraft.

Keywords: local navigation system; route flight; GSM; positioning; coordinates.

1. ВВЕДЕНИЕ

В связи с активным применением глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) на воздушных судах (ВС), произошёл отказ от использования в наземной составляющей приводных радиостанций для обозначения навигационных точек аэронавигации. В то же время ГНСС сталкиваются с различными дестабилизирующими факторами, выражющимися в высоком уровне помех, в том числе, возникающими от средств радиоэлектронной борьбы при противодействии БПЛА недружественных государств.

Совокупность дестабилизирующих факторов оказывает отрицательное влияние на точность навигации ВС при выполнении полёта по маршруту, а на ВС старого парка, не оборудованных инерциальными системами навигации, такие полёты без помощи наземных служб управления воздушным движением на сегодняшний день выполнять невозможно.

В качестве решения данной проблемы предлагается использовать локальную систему позиционирования, построенную на основе сигнала базовых станций (БС) сотовой сети [1]. Принцип действия такой системы навигации основан на получении ВС

пеленга БС, а также их идентификаторов, с последующим поиском координат БС по идентификаторам и представлен на рисунке 1.



Рис. 2. Сигнал, полученный анализатором спектра, подключенного к штатной антенне БС

2. ПРИНЦИП РАБОТЫ ЛОКАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ВОЗДУШНОГО СУДНА

Выполнение навигации БС с использованием сигнала БС сотовой сети состоит из следующих этапов:

1. Определение идентификаторов базовых станций для всех сканированных каналов при помощи специализированного приёмника. В качестве идентификаторов используются параметры: MCC (Mobile Country Code) – код мобильной связи для страны; MNC (Mobile Network Code) – код оператора мобильной связи; LAC (Location Area Code) – код местоположения, максимальная длина составляет 16 бит; CellID – идентификатор передатчика БС [2].

2. Осуществление расчета пеленга на каждый передатчик сотовой сети, примерную дальность по уровню принимаемого сигнала до передатчика при помощи специализированного программного обеспечения и базы данных, содержащей географические координаты вышек сотовой связи, а также CI ((CellID) — идентификаторов (состоящего из номеров базовой станции и сектора для станций с направленными антеннами)). В качестве базы данных может использоваться база данных OpenCellId [3], содержащая информацию о более чем двух миллионах БС.

3. Расчет координат БС, исходя из теории распространения радиоволн (формула Б.А. Введенского), при допущении, что мощность всех передатчиков одинакова.

Расчет производится по выражению (1) [4]:

$$E = \frac{!#\$ \sqrt{P_{\Sigma} D}}{r''} \frac{\% \alpha h_i h_r}{\lambda} \delta \quad (1)$$

где E – амплитуда напряженности поля в точке приема;

P_{Σ} – мощность излучения радиопередающего устройства;

D – коэффициент усиления передающей антенны;

r – дальность радиосвязи;

h_i – высота подъема антенны передающей, приемной радиостанции соответственно;

λ – длина волны.

4. Осуществление расчёта географических координат положения ВС методом триангуляции.

5. Получение среднего значения координат, на основе данных об азимуте антенн передатчиков.

6. Получение вектора движения и изменения координат в единицу времени (примерную путевую скорость), выполнив несколько расчётов подряд с их последующим усреднением.

Точность полученных таким образом координат ВС и вектора скорости, при ширине воздушной трассы 20 км (10 км влево и вправо от линии пути), будет составлять порядка 500 м [5] и достаточна для осуществления навигации. В случае учета системой коррекции координат, полученных от модуля спутниковой навигации с выносной антенной, даже при кратковременном приёме сигнала спутником, получится существенно повысить точность выполнения навигации.

Учитывая, что мощность передатчика сотовой сети составляет 10-80 Вт [6], применение в сетях сотовой связи направленных двух или многодиапазонных антенн с вертикальной поляризацией обеспечивает приём дециметровых волн в пределах радиогоризонта, который при высоте полёта воздушного судна 8000 метров составляет примерно 300 км.

3. ЭКСПЕРИМЕНТ

Для подтверждения возможности выполнения навигации ВС посредством БС сотовой сети связи был проведен эксперимент по анализу спектра, подключенного к штатной антенне ВС, во время выполнения перелётов в зоне ограничения полётов (рисунок 2).

Полёт ВС выполнялся на высоте 8250 м. На рисунке 2 отчетливо определяется работа передатчиков сотовой связи диапазона GSM 800, 900, 1800.

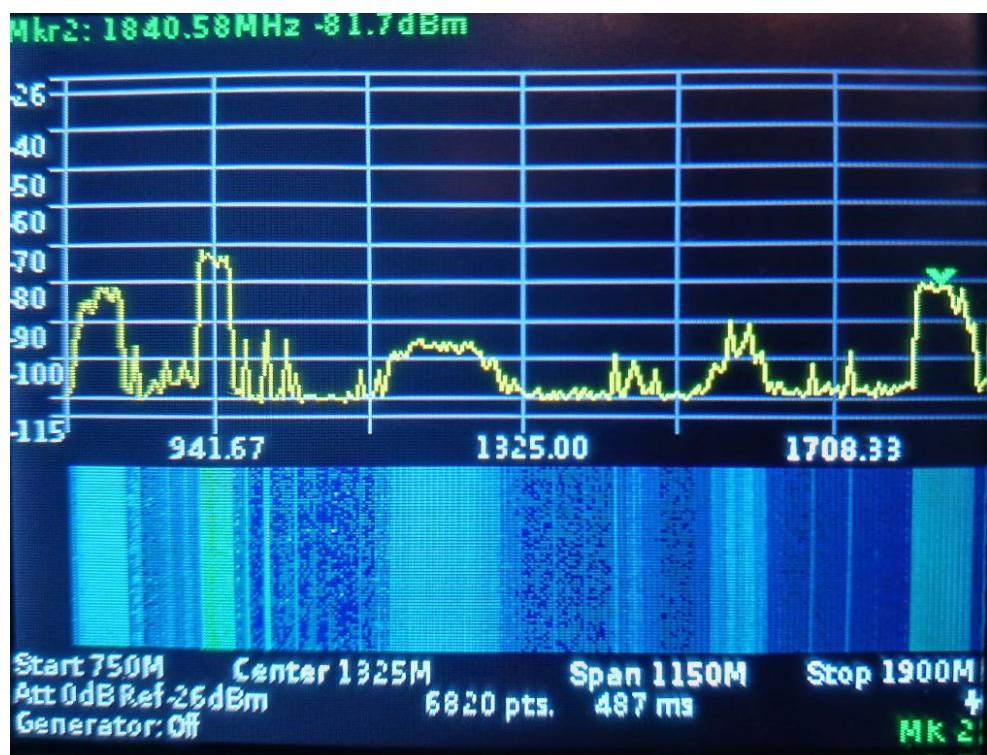


Рис. 2. Сигнал, полученный анализатором спектра, подключенного к штатной антенне ВС

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, применение системы навигации ВС на основе базовых станций сети сотовой связи позволит обеспечить навигацию в радиусе порядка 300 км от ближайших БС с точностью порядка 500 м, что является достаточным для осуществления маршрутного полета.

Дальнейшие исследования будут направлены на разработку специального программного обеспечения для обеспечения позиционирования, а также на проведение экспериментов по повышению точности системы навигации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Трифонов, А.С. – Локальная навигационная система, включающая мобильную базовую станцию [Электронный ресурс]: магистерская диссертация: 11.04.01 / А. С. Трифонов; Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого. Институт физики, нанотехнологий и телекоммуникаций; науч. рук. И. А. Цикин. – Санкт-Петербург, 2016. – URL:<http://elib.spbstu.ru/dl/2/v16-3072.pdf> (дата обращения: 23.03.2025).
2. Обзор системы GSM. Корпоративный тренинг. Вымпелком, 2004. – 254 с.
3. URL: <https://opencellid.org/stats.php> (дата обращения: 23.03.2025).
4. Арсеньян, Т.И. Распространение электромагнитных волн в тропосфере / Т.И. Арсеньян. – С. 148.
5. Сурков, В. О. Точности определения местоположения подвижных наземных объектов в сотовых сетях GSM и UMTS / В. О. Сурков. – Текст : непосредственный // Молодой ученый. – 2013. – № 6 (53). – С. 147-150. – URL: <https://moluch.ru/archive/53/7157/> (дата обращения: 23.03.2025).
6. Иванюк, А.А., Климец, Ю.В. Методическое пособие по курсу «Системы телекоммуникаций» для студентов специальности «Программное обеспечение информационных технологий» / – Mn.: БГУИР, 2001. – 49 с.

REFERENCES

1. Trifonov, A.S. – A local navigation system including a mobile base station [Electronic resource]: Master's thesis: 04/11/2011 / A. S. Trifonov; Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University. Institute of Physics, Nanotechnology and Telecommunications; scientific director I. A. Tsikin. – Saint Petersburg, 2016. – URL:<http://elib.spbstu.ru/dl/2/v16-3072.pdf> (date of access: 03/23/2025).
2. Overview of the GSM system. Corporate training. Vimpelcom, 2004. – 254 p.
3. URL: <https://opencellid.org/stats.php> (date of request: 03/23/2025).
4. Arsenyan, T.I. Propagation of electromagnetic waves in the troposphere / T.I. Arsenyan. – p. 148.
5. Surkov, V. O. Accuracy of determining the location of mobile ground objects in GSM and UMTS cellular networks / V. O. Surkov. – Text : direct // Young scientist. – 2013. – № 6 (53). – Pp. 147-150. – URL: <https://moluch.ru/archive/53/7157/> (date of reference: 03/23/2025).
6. Ivanyuk, A.A., Klimets, Yu.V. Methodological guide for the course «Telecommunications systems» for students of the specialty «Information technology software» / – Mn.: BGUR, 2001. – 49 p.

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ НАЗЕМНЫХ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ

А.М. Сепкин, С.А. Житенёв, Ф.П. Астапенко, А.А. Ерыгин, А.В. Кононович

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. В статье предложена имитационная модель перспективной сети связи наземных робототехнических комплексов, предназначенная для оценки эффективности качества связи на информационных направлениях между бортовыми информационно-управляющими системами и макетным средством пункта управления.

Ключевые слова: имитационная модель, бортовая информационно-управляющая система, робототехнический комплекс.

THE SIMULATION MODEL OF A PROMISING COMMUNICATION NETWORK FOR GROUND-BASED ROBOTIC COMPLEXES

А.М. Sepkin, S.A. Zhitenev, F.P. Astapenko, A.A. Erygin, A.S.Kononovich

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. The article presents the simulation model of a promising communication network, designed to assess the effectiveness of communication quality as part of a software-modeling complex in information areas between on-board information management systems and a mock -up control center.

Keywords: simulation model, software modeling complex on-board information and control system, robotics complex.

1. ВВЕДЕНИЕ

За время проведения специальной военной операции в робототехнике произошли кардинальные изменения, связанные с массовым производством и применением в реальных боевых условиях наземных робототехнических комплексов (РТК).

Российские РТК проектируются и создаются либо путём дооснащения находящихся на вооружении образцов вооружения военной и специальной техники модульным встраиваемым или навесным оборудованием, обеспечивающим их применение в режиме дистанционного управления, либо путем создания специализированных дистанционно управляемых, полуавтономных или автономных РТК.

Эффективное применение роботизированных комплексов зависит прежде всего от возможности системы связи, обеспечивающих управление движением и боевым применением РТК в условиях пересеченной местности, наличия сети дорог, городской, сельской и промышленной застройки.

Современный этап развития систем связи и управления РТК характеризуется повышением требований к качеству передачи информации [1,2], что может быть обеспечено следующими решениями:

- в части оперативной архитектуры системы связи – составом и размещением на местности узлов связи и пунктов управления;

- в части функциональной архитектуры системы связи – топологией построения (радиально-узловая, сетевая и смешанная), типом связи (проводная, оптическая, радио-, радиорелейная, тропосферная и спутниковая связь), видами (услуг) связи (передача данных, IP-телефония, видеоконференция и видеотрансляция);

- в части физической архитектуры системы связи – составом устройств связи и пунктов управления, а также техническими характеристиками входящими в них средств (каналообразующие средства, маршрутизаторы);

- в части логической архитектуры системы связи – стеками протоколов, предоставляемым набором услуг.

В настоящее время объемность и сложность рассматриваемой задачи, делает особо актуальную проблему оценки эффективности системы связи и управления РТК [3] в ходе ее эксплуатации и боевого применения с учетом изменений условий ее функционирования.

Исходя из вышеизложенного целью работы является разработка имитационной модели системы связи наземных РТК для оценки эффективности и управления качеством связи на информационных направлениях.

2. ОСОБЕННОСТИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ

Эффективность предлагаемых решений по построению системы связи и управления РТК оценивается по показателям своевременности и достоверности.

В имитационной модели учтены следующие особенности системы связи и управления РТК:

- мультисервисность – передача разнородного трафика данных (короткие сообщения и технологические сигналы управления), трафика реального времени (телефония, видеотрансляция, видеоконференция);

- мультитехнологичность – одновременная реализация пакетной (на основе технологии IP) и потоковой (на основе коммутации каналов) передачи трафика.

Имитационная модель реализована в виде специального программного обеспечения, разработанного в среде имитационного моделирования AnyLogic, кроссплатформенной библиотеки Qt и СУБД PostgreSQL.

Модель построена по блочно-модульному принципу и включает два взаимосвязанных программных модуля (ПМ), моделирующих функционирование системы связи и управления РТК в соответствии с уровнями эталонной модель взаимодействия открытых систем (ЭМВОС):

- ПМ физического и канального уровней;

- ПМ сетевого, транспортного, сеансового и прикладного уровней.

ПМ физического и канального уровней предназначен для оценки канальной скорости передачи данных в сетях (каналах) связи в зависимости от отношения «сигнал/шум».

ПМ сетевого, транспортного, сеансового и прикладного уровней предназначен для оценки системотехнических решений по построению системы связи и управления РТК по показателям своевременности и достоверности. В состав модуля входят три программных блока:

- блок 1 - подготовка исходных данных,

- блок 2 - имитационное моделирование

- блок 3 - статистический анализ и выдача результатов моделирования.

Первый и третий блоки разработаны в среде Qt, второй блок – в среде имитационного моделирования AnyLogic. Обмен входными и выходными данными между блоками реализован через общую базу данных (БД), реализованную в СУБД PostgreSQL.

Обобщенная блок-схема имитационной модели представлена на рисунке 1.

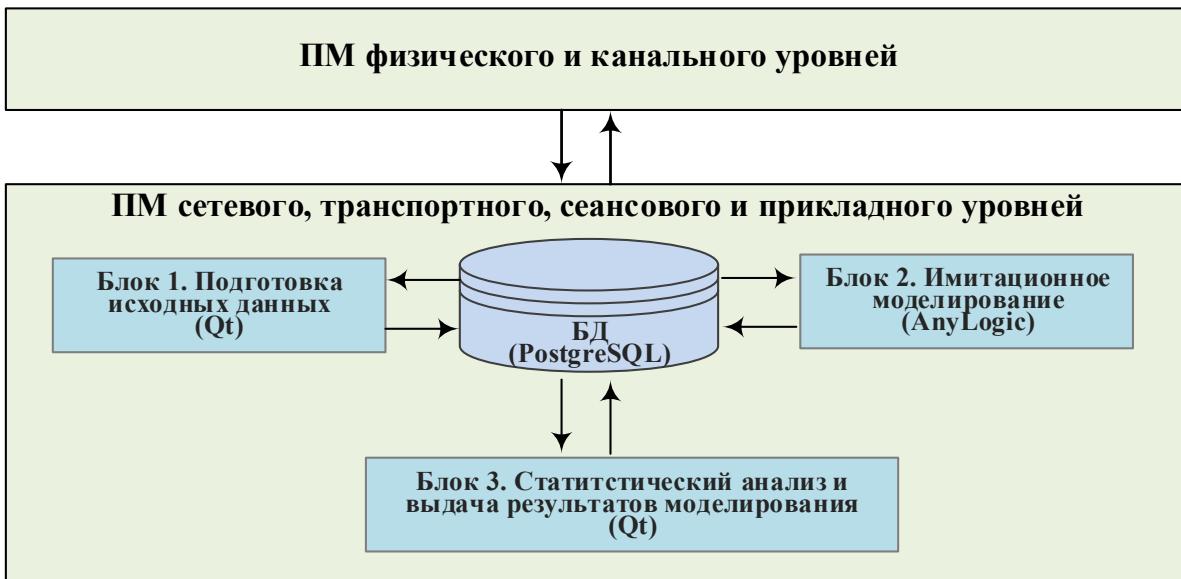


Рис. 1. Обобщенная блок-схема имитационной модели

При разработке учтены следующие ограничения и допущения.

Для ПМ физического и канального уровней используется модель канала связи с аддитивным белым гауссовским шумом и линейные модели для приемопередающего тракта.

Для ПМ сетевого, транспортного, сеансового и прикладного уровней в качестве моделируемой сети связи рассмотрены сети прямой (командной) связи, транспортные сети (МОС, РОС) и сети радиодоступа; моделируемый тип связи – радиосвязь; моделируемые услуги связи – потоковая телефония, потоковая передача данных, пакетная IP телефония, видеоконференцсвязь и видеотрансляция, пакетная передача данных; в качестве модели распространения радиоволн используется модель ИТМ для среднепересеченной местности (перепад высот до 90 м, надежность связи – 90%).

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена имитационная модель перспективной сети связи наземных робототехнических комплексов. Модель построена по блочно-модульному принципу и включает взаимосвязанные программные модули, моделирующие функционирование системы связи и управления РТК в соответствии с уровнями эталонной модели взаимодействия открытых систем.

ЛИТЕРАТУРА

- ГОСТ РВ 51987 Информационная технология. Комплекс стандартов на автоматизированные системы. Типовые требования и показатели качества функционирования информационных систем. Общие положения. – М.: Изд-во стандартов, 2002.
- Кузовкова Т.А., Кузовков Д.В., Шарапова О.И. Задачи и требования цифровой экономики к развитию инфокоммуникаций. - Экономика и качество систем связи № 4, 2019. – с. 20-28.
- Назаров А.Н., Сычев К.И. Модели и методы расчета показателей качества функционирования узлового оборудования и структурно-сетевых параметров сетей связи следующего поколения. – Красноярск: Изд-во ООО «Поликом», 2010.– 389 с.

REFERENCES

1. GOST RV 51987 Information technology. A set of standards for automated IT systems. Typical requirements and indicators of the quality of information Systems functioning. General provisions. Moscow: Publishing House of Standards, 2002.
2. Kuzovkova T.A., Kuzovkov D.V., Sharavova O.I. Tasks and requirements of the digital economy for The development of infocommunications. – Economics and Quality of communication systems No.4, 2019. Pp. 20-28.1
3. Nazarov A.N., Sychev K.I. Models and methods for calculating performance quality indicators Node equipment and structural network structures of next-generation communication networks. Krasnoyarsk: Publishing house of Polikom LLC, 2010. 389 p

СТРУКТУРА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ПЕРСПЕКТИВНОЙ СЕТИ СВЯЗИ НАЗЕМНЫХ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ

А.М. Сепкин, С.А. Житенёв, Ф.П. Астапенко, А.А. Ерыгин, О.Н. Старцев

АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

Аннотация. В статье представлена структура имитационной модели перспективной сети связи наземных робототехнических комплексов, предназначенная для оценки эффективности качества связи на информационных направлениях между бортовыми информационно-управляющими системами и макетным средством пункта управления.

Ключевые слова: имитационная модель, бортовая информационно-управляющая система, робототехнический комплекс.

THE STRUCTURE OF THE SIMULATION MODEL OF A PROMISING COMMUNICATION NETWORK FOR GROUND-BASED ROBOTIC COMPLEXES

A.M. Sepkin, S.A. Zhitenev, F.P. Astapenko, A.A. Erygin, O.N. Starcev

JSC «Concern «Sovvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. The article presents the structure of a simulation model of a promising communication network, designed to assess the effectiveness of communication quality as part of a software-modeling complex in information areas between on-board information management systems and a mock -up control center.

Keywords: simulation model, software modeling complex on-board information and control system, robotics complex.

1. ВВЕДЕНИЕ

За время проведения специальной военной операции в робототехнике произошли кардинальные изменения, связанные с массовым производством и применением в реальных боевых условиях наземных робототехнических комплексов (РТК).

Эффективное применение РТК зависит прежде всего от возможностей системы связи, обеспечивающих управление движением и боевым применением РТК в условиях пересеченной местности, наличия сети дорог, городской, сельской и промышленной застройки.

Современный этап развития систем связи характеризуется повышением требований к качеству передачи информации [1,2], проверка выполнения которых может быть обеспечена исследованиями на имитационной модели перспективной сети связи и управления РТК.

В настоящее время объемность и сложность рассматриваемой задачи, делает особо актуальной проблему оценки эффективности системы связи и управления РТК [3] в ходе ее эксплуатации и практического применения с учетом изменений условий ее функционирования. В целях исследования возможностей перспективной сети связи создана имитационная модель перспективной сети связи (ИМС), структура которой представлена на рисунке 1.

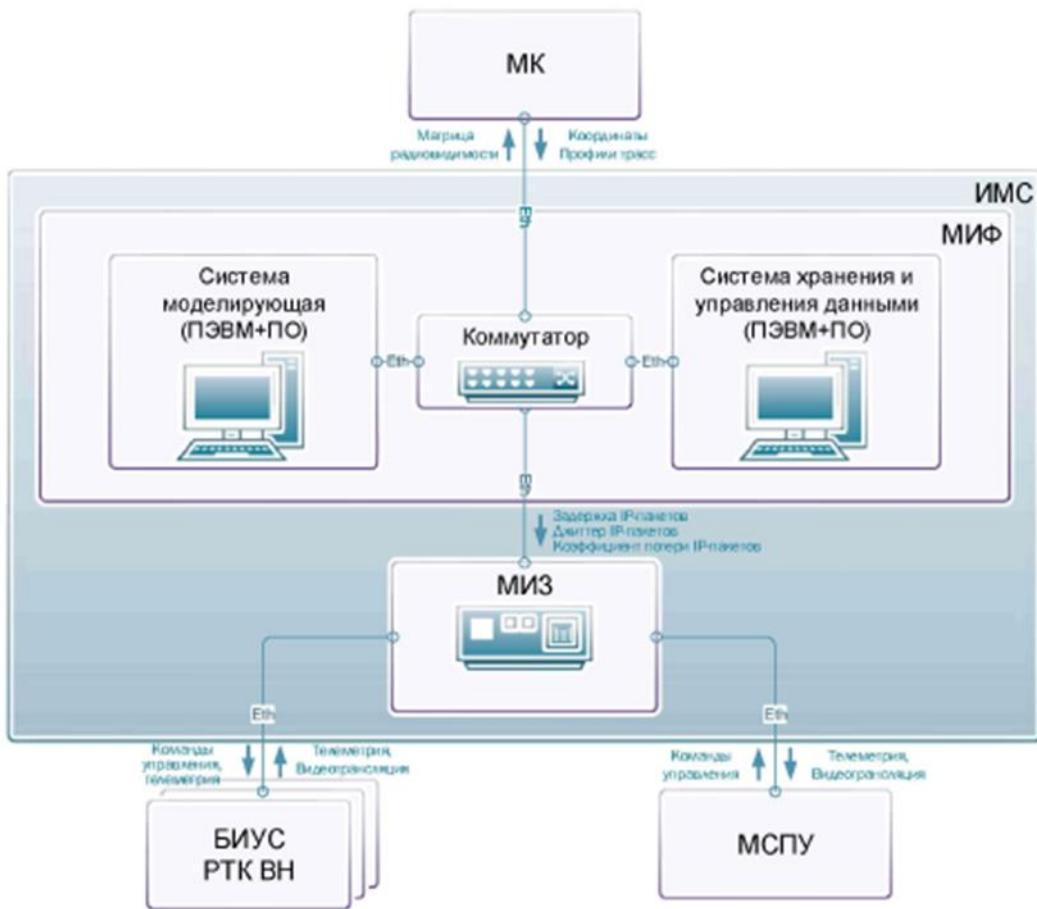


Рис. 1. Состав ИМС РТК

2. НАЗНАЧЕНИЕ И СОСТАВ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ

Имитационная модель перспективной сети связи (ИМС) РТК предназначена для оценки эффективности и управления качеством связи в составе программно-моделирующего комплекса (ПМК) на информационных направлениях между бортовыми информационно-управляющими системами (БИУС) и макетным средством пункта управления (МСПУ).

В состав ИМС РТК входят:

- программно-аппаратный модуль имитации функционирования сети связи (МИФ);
- программно-аппаратный модуль имитации запаздывания при передаче пакетов (МИЗ).

МИФ обеспечивает имитационное моделирование функционирования перспективной сети связи РТК на прикладном, сеансовом, транспортном, сетевом, канальном и физическом уровнях эталонной модели взаимодействия открытых систем (ЭМВОС) [4].

МИФ учитывает особенности функционирования перспективной сети связи РТК, связанные с использованием технологии коммутации пакетов на основе протокола IP; предоставлением услуг по передаче разнородного графика в виде команд управления, данных телеметрии и видеотрансляции (мультисервисность); изменчивостью топологии сети вследствие подвижности абонентов и изменения их радиовидимости; применением

ретрансляции и маршрутизации передаваемых пакетов; воздействием на сеть преднамеренных и непреднамеренных помех.

В процессе моделирования от моделирующего комплекса (МК) в МИФ по расписанию поступают данные о размещении элементов РТК; профилях трасс распространения радиоволн между элементами РТК.

В результате моделирования в МИФ рассчитываются и экспортятся в МК - матрица радиовидимости элементов РТК; в МИЗ - параметры качества связи на информационных направлениях (задержка, джиттер (отклонение) и коэффициент потери).

На основе поступающих от МИФ данных в МИЗ обеспечивается управление задержкой и потерей пакетов, реально передаваемых в информационных направлениях между элементами РТК (БИУС и МСПУ). Благодаря этому косвенно имитируется изменение топологии сети связи РТК при перемещении его элементов.

Применение ИМС в составе ПМК обеспечивает оценку влияния на эффективность исследуемых алгоритмов управления РТК системотехнические решения по построению сети связи, учитывающие:

- в части оперативной архитектуры - состав группы РТК и траектории их перемещения на местности;
- в части функциональной архитектуры - топологию сети связи, объем предоставляемых услуг, нагрузку и пропускную способность;
- в части физической архитектуры - характеристики средств связи и телекоммуникаций;
- в части логической архитектуры - стеки и параметры протоколов прикладного, представительского, сеансового, транспортного, сетевого, физического и канального уровней.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При разработке ИМС использованы следующие ограничения и допущения:

1. Моделирование производится применительно к сети связи РТК с учетом использования радиосвязи, осуществляющей передачу видеотрансляции и данных (команды управления, телеметрия), на основе технологии передачи коммутация пакетов и протоколов IP.

2. Количество учитываемых при моделировании элементов сети связи НТК – не более 6; количество информационных направлений – не более 30.

3. Перемещение элементов РТК в процессе моделирования задается в прямоугольной системе координат.

4. Информационная нагрузка в сети связи моделируется передачей сообщений заданного объема и интенсивности со случайными интервалами следования, распределенными по экспоненциальному закону - для команд управления; передачей сообщений заданного объема с детерминированным интервалом следования - для телеметрии; непрерывной передачей видеопотока, формируемого используемым видеокодеком, в течении всего сеанса связи - для видеотрансляции.

5. Моделирование передачи команд управления, данных телеметрии и видеотрансляции на прикладном, сеансовом, транспортном и сетевом уровнях в сети связи РТК осуществляется напрямую путем непосредственной имитации работы стека используемых телекоммуникационных протоколов, а на канальном и физическом уровнях - в обобщенном виде через зависимость информационной скорости передачи данных в канале от соотношения сигнал/помеха на входе приемников.

6. При моделировании использованы телекоммуникационные протоколы:

- сеансового уровня – для установления и завершения сеанса связи видеотрансляции (SIP 2.0);

- транспортного уровня:

для видеотрансляции с возможностью компенсации джиттера и обнаружения нарушения последовательности пакетов (RTP, RTCP);

установления соединения и гарантированной доставкой пакетов (TCP);

без установления соединения и негарантированной доставкой пакетов (UDP);

- сетевого уровня:

межузлового обмена на основе коммутации пакетов (IP);

управления трафиком для обеспечения качества обслуживания QoS (DiffServ);

- протокол динамической маршрутизации (AODV).

7. В ходе моделирования для оценки затухания радиоволн на трассах распространения между элементами РТК (БИУС и МСПУ) с учетом рельефа местности в качестве базовой используется модель ИТМ в режиме «точка-точка».

8. Уровни действующих на сеть связи РТК непреднамеренных помех рассчитываются согласно рекомендации МСЭ-RP.372 применительно к трем возможным условиям применения - деловой (промышленной) зоне, жилой застройке или сельской местности.

9. Определяемые по результатам моделирования параметры качества связи (задержка, джиттер (отклонение) и коэффициент потери пакетов) на информационных направлениях в сети связи РТК рассчитываются согласно ГОСТ РВ 5819-123-2010 и рекомендаций МСЭ-TY.1540 и МСЭ-TY.1541.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ РВ 51987 Информационная технология. Комплекс стандартов на автоматизированные системы. Типовые требования и показатели качества функционирования информационных систем. Общие положения. – М.: Изд-во стандартов, 2002.
2. Кузовкова Т.А., Кузовков Д.В., Шаравова О.И. Задачи и требования цифровой экономики к развитию инфокоммуникаций. – Экономика и качество систем связи № 4, 2019. – с. 20-28.
3. Назаров А.Н., Сычев К.И. Модели и методы расчета показателей качества функционирования узлового оборудования и структурно-сетевых параметров сетей связи следующего поколения. – Красноярск: Изд-во ООО «Поликом», 2010.– 389 с.
4. ГОСТ Р ИСО/МЭК 7498-1-99. Информационная технология. Взаимосвязь открытых систем. Базовая эталонная модель. – М.: Статинформ, 2006.

REFERENCES

1. GOST RV 51987 Information technology. A set of standards for automated IT systems. Typical requirements and indicators of the quality of information Systems functioning. General provisions. Moscow: Publishing House of Standards, 2002.
2. Kuzovkova T.A., Kuzovkov D.V., Sharavova O.I. Tasks and requirements of the digital economy for The development of infocommunications. – Economics and Quality of communication systems No.4, 2019. Pp. 20-28.1
3. Nazarov A.N., Sychev K.I. Models and methods for calculating performance quality indicators Node equipment and structural network structures of next-generation communication networks. Krasnoyarsk: Publishing house of Polikom LLC, 2010. 389 p
4. GOST R ISO/IEC 7498-1-99. Information technology. The interconnection of open systems. The basic reference model. Moscow: Statinform, 2006.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА АНАЛИЗА ИЕРАРХИЙ ДЛЯ ВЫБОРА АЛГОРИТМА САМООРГАНИЗАЦИИ БЕСПРОВОДНОЙ СЕНСОРНОЙ СЕТИ

А.О. Пустовитов, О. И. Пугачев, В. О. Осипова

МИРЭА - Российский технологический университет (РТУ МИРЭА), Москва, Россия

Аннотация. В статье рассматриваются особенности выбора алгоритма самоорганизации беспроводной сенсорной сети методом анализа иерархий.

Ключевые слова: сеть; самоорганизация; иерархия; анализ; узел; связь.

APPLYING THE HIERARCHY ANALYSIS METHOD TO SELECT AN ALGORITHM FOR SELF-ORGANIZATION OF A WIRELESS SENSOR NETWORK

A.O. Pustovitov, O. I. Pugachev, V. O. Osipova

MIREA - Russian Technological University (RTU MIREA), Moscow, Russia

Abstract. The article discusses the features of choosing an algorithm for self-organization of a wireless sensor network by hierarchy analysis.

Keywords: network; self-organization; hierarchy; analysis; node; communication.

1. ВВЕДЕНИЕ

Беспроводные сенсорные сети (WSN) на сегодняшний день прочно заняли нишу технологий автоматизации (как домашней, так и промышленной) с использованием глобальной сети мониторинга и управления. Они обладают рядом несомненных преимуществ по сравнению с традиционными сетями, к числу которых относятся высокое разрешение получаемых данных, масштабное развертывание, эффективные методы адаптации приложений. WSN содержит множество пространственно-распределенных устройств, использующих датчики для мониторинга условий в различных местах, таких как температура, звук, вибрация, давление, движение или загрязняющие вещества, идентификация целей и обнаружение вторжений [1]. Обычно это компактные, недорогие устройства, поэтому их можно устанавливать и развертывать в большом количестве, однако, с другой стороны, их ресурсы в плане энергии, памяти, скорости вычислений и пропускной способности ограничены. Это в свою очередь выдвигает высокие требования к жизненному циклу сети, который должен быть максимально увеличен с меньшей задержкой и высокой загрузкой канала. Кроме того, из-за своих уникальных характеристик (значительный объем генерируемых данных и поток трафика, динамическая топология, специальное и необслуживаемое развертывание), WSN создают ряд проблем в процессе управления сетью и делают разработку приложений нетривиальной задачей.

В последнее время исследования самоорганизующихся, самоадаптирующихся и самонастраивающихся сетей развиваются по многим направлениям. Такие автономные системы могут обеспечить значительное снижение эксплуатационных расходов в широких областях применения: производство или изготовление, управление и телекоммуникации. Одной из них является работа WSN, состоящей из множества сенсорных узлов без централизованного механизма управления. Это в свою очередь предполагает децентрализованную настройку сети и датчиков с использованием только локальной информации [2]. Для эффективной самоорганизации WSN в настоящее время

создаются и продолжают усовершенствоваться различные алгоритмы. Большинство из них имеет своей целью сокращение служебного трафика, уменьшение времени инициализации, создание оптимальной структуры сети и т. д. В связи с этим актуальным на сегодняшний день научно-практическим заданием является выбор оптимального алгоритма самоорганизации с учетом конкретных условий функционирования сети и требований, выдвигаемых к ее работоспособности.

Таким образом, необходимость решения данной задачи и предопределила выбор темы статьи. Несмотря на значительное количество работ и интерес ученых к рассматриваемой проблематике ряд вопросов требуют дополнительного внимания и более глубокого изучения. Так, например, нерешенной остается проблема выбора самоорганизующихся алгоритмов кластеризации WSN, направленных на улучшение необходимой спектральной эффективности и других сетевых задач, особенно балансировки нагрузки в беспроводных сетях. Помимо этого, отдельного внимания заслуживают подходы, разрабатываемые для совместной оптимизации спектральной эффективности и балансировки нагрузки.

2. МОДЕЛЬ АНАЛИТИЧЕСКОГО ИЕРАРХИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА

Анализ литературы [1-5] свидетельствуют о том, что иерархия является центральной организующей особенностью реальных развивающихся сетей, а измерение иерархии открывает путь к пониманию структурных режимов и эволюционных закономерностей самоорганизующихся сетей. В связи с этим для выбора оптимального алгоритма самоорганизации беспроводной сенсорной сети в соответствии с различными требованиями, количественными и качественными критериями представляется целесообразным использовать модель аналитического иерархического процесса (Analytic Hierarchy Process, AHP).

AHP — это метод принятия решений, основанный на организации множества критериев в иерархию, оценке относительной важности каждого критерия, сравнении альтернатив на основе выбранных приоритетов и определении лучшей альтернативы [3]. На рисунке 1 представлена иерархия критериев, которые могут использоваться в процессе выбора алгоритма самоорганизации WSN.

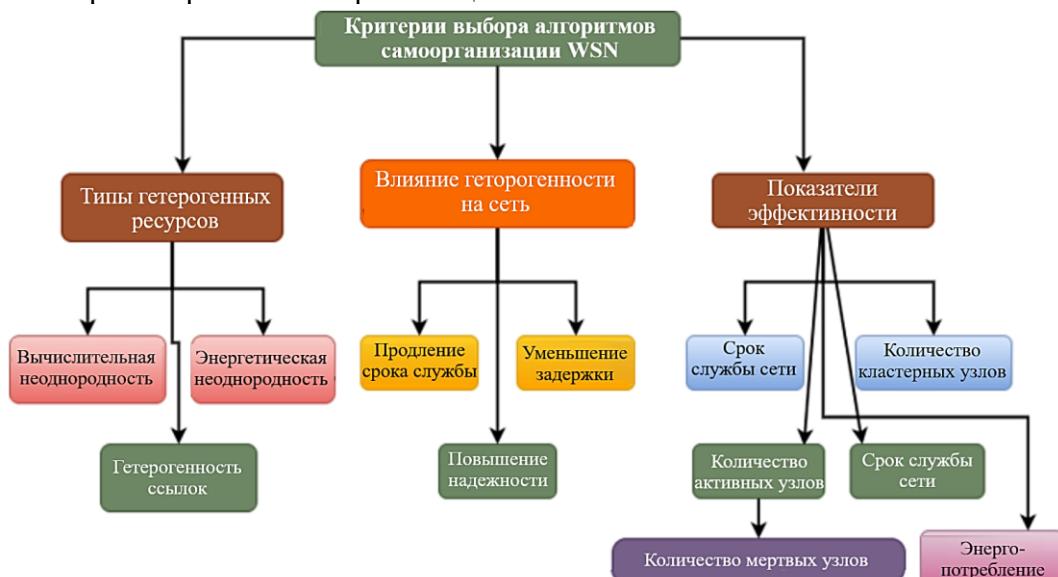


Рис. 1. Иерархия критериев выбора алгоритма самоорганизации WSN.

В AHP сложные проблемы разбиваются на более мелкие, называемые факторами принятия решений, и взвешиваются в зависимости от их относительной важности для достижения поставленной цели. Метод AHP включает в себя три этапа:

1. Построение иерархии
2. Оценка локальных весов каждого влияющего фактора
3. Компиляция результатов для получения глобальных весов [4].

Приведенные выше три шага показывают краткий обзор использования АНР для процесса принятия решений. Рассмотрим более подробно каким образом будет осуществляться синтез приоритетов при выборе алгоритма самоорганизации WSN и что в себя включает измерение согласованности.

1. Сравнение факторов принятия решения по самой верхней цели дает матрицу парных сравнений. Матрица принятия решений показывает i,j -ю запись как отношение предпочтения i -го варианта к j -му варианту. Количественные значения сопоставляют с выбранными коэффициентами значимости. Если критерии выбора качественные, то их необходимо преобразовать в количественные. Пример преобразования представлен в таблице 1, в которой факторы принятия решений сгруппированы по шкале от 1 до 9. Эти значения указывают на интенсивность предпочтений между ними.

Таблица 1. Шкала преобразований

Значение шкалы	Описание
1	Равная важность
3	Умеренная важность
5	Сильная важность
7	Очень сильная важность
9	Крайняя важность
2, 4, 6, 8	Промежуточные значения

2. Выбор n : порядок матрицы, который применяется для объяснения размера матрицы.

3. Определение λ : собственное значение матрицы. Максимальное значение λ выражается через λ_{max} . Для расчета коэффициента согласованности необходимо вычислить собственный вектор относительных весов λ_{max} для матрицы с порядком n .

4. Расчет RI : средний случайный индекс для проверки согласованности. RI — это известный случайный индекс согласованности, полученный из большого числа симуляций, которые выполняются и меняются в зависимости от порядка матрицы. В таблице 2 приведены примерные значения RI для матрицы с размером от 1 до 10.

Таблица 2. Средний случайный индекс (RI) в зависимости от размера матрицы

Размер матрицы(n)	Индекс случайной согласованности (RI)
1	0
2	0
3	0,52
4	0,89
5	1,11
6	1,25
7	1,35
8	1,40
9	1,45
10	1,49

5. Составление матрицы парных сравнений между выбранными альтернативами, в которой могут сравниваться различное количество критериев. Для примера рассмотрим сравнение четырех (1) – P_1 , P_2 , P_3 и P_4 . Фактор принятия решения P_1 сравнивается с фактором принятия решения P_2 , и ему присваивается значение a , т.е. P_1 имеет в a раз больший вес, чем P_2 .

$$M = \begin{pmatrix} P1 & P2 & P3 & P4 \\ P1 & 1 & a & b & c \\ P2 & 1/a & 1 & 1/d & e \\ P3 & 1/b & d & 1 & e \\ P4 & 1/c & 1/e & 1/e & 1 \end{pmatrix} \quad (1)$$

6. Вычисление весового коэффициента. Уравнение собственных значений для $n \times n$ матрицы сравнения M записывается как $MW = s_{max}W$, где W - ненулевой вектор, называемый собственным вектором, а s_{max} - скалярное собственное значение. После стандартизации собственный вектор W называется локальным весом каждого фактора принятия решения (j), который можно представить в виде (2):

$$W_j^T = \{W_1, W_2, \dots, W_n\} \quad (2)$$

7. В результате обработки полученной матрицы получаются компоненты собственного вектора V_j и вектора глобальных приоритетов P_j (3):

$$P_j = \frac{v_j}{s}, \quad V_j = \sqrt[n]{\prod_{i=1}^n a_{ij}}, \quad j = \overline{1, n}, \quad S = \sum_{j=1}^n V_j \quad (3)$$

8. CR : коэффициент согласованности. CR рассчитывается по формуле: $CR = CI/RI$.

9. CI : индекс согласованности. CI для каждой матрицы порядка n может быть рассчитан по формуле (4) и (5):

$$CI = (\lambda_{max} - n)/(n - 1) \quad (4)$$

$$\lambda_{max} = 1/n \times \sum_{i=1}^n \frac{(MW)_i}{w_i} \quad (5)$$

где n – ранг матрицы,

RI - значение случайного индекса, приведенное в таблице 2.

Если $CR \leq 0,1$, то расчетная матрица сравнения принимается. Это свидетельствует о том, что процент вероятности ошибки составляет менее 10% и что вычисленные веса являются точными и приемлемыми [5]. В противном случае необходимо построить новую матрицу до тех пор, пока $CR \leq 0,1$.

На рисунке 2 весь описанный выше метод анализа иерархий представлен в схематическом, алгоритмическом виде.

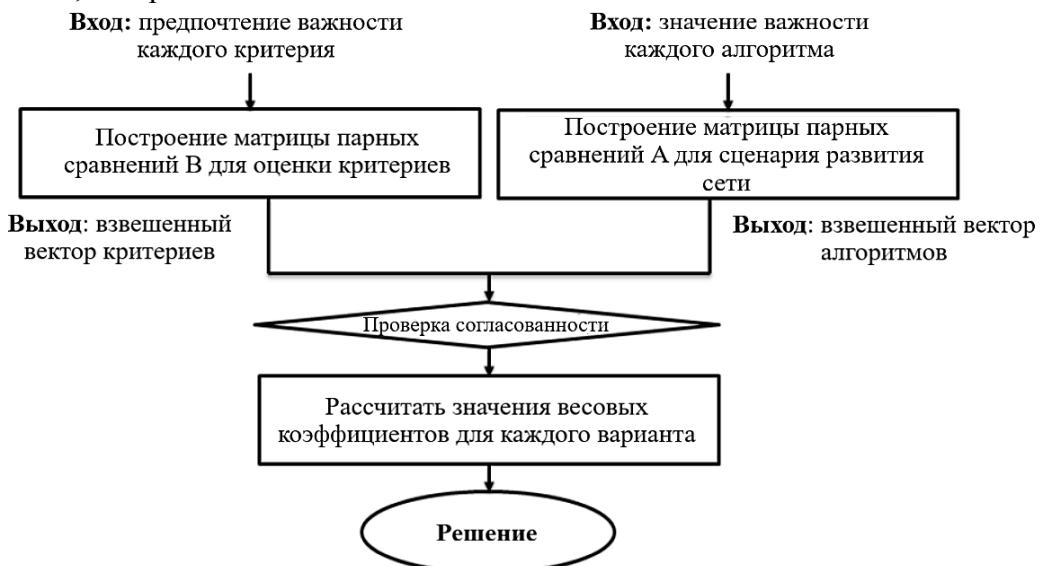


Рис. 2. Алгоритм работы метода анализа иерархий для выбора алгоритма самоорганизации беспроводной сенсорной сети

Рассмотрим более подробно на практическом примере как работает рассмотренный метод анализа иерархий.

В качестве альтернатив для выбора алгоритмов самоорганизации WSN выберем следующие:

- № 1 - алгоритм на основе оптики;
- № 2 - алгоритм Persistent;
- № 3 - алгоритм схемы оплаты;
- № 4 - алгоритм Rapid;
- № 5 - алгоритм на основе биоинспирированных механизмов;
- № 6 - алгоритм SIDA;
- № 7 - алгоритм на основе технологии UWB;
- № 8 - алгоритм расширяющегося кольца;
- № 9 - алгоритм BOOTUP.

В таблице 3 представлена матрица парных сравнений алгоритмов самоорганизации WSN, полученная на основании суждений 32 экспертов, а также приведены результаты обработки полученной матрицы, в частности, результаты вычисления компонент собственного вектора V_j и вектора приоритетов P_j . Также рассчитана оценка согласованности $CR = 0,052$, что находится в пределах нормы.

Таблица 3 Выбор лучшего алгоритма самоорганизации WSN методом анализа иерархии

Эксперт № 1-32	№1	№2	№3	№4	№5	№6	№7	№8	№9	V_j	P_j
№1	1	0,22	0,17	0,23	0,36	1,88	2,65	0,31	0,53	0,46	0,01
№2	6,13	1	0,54	2,74	4,76	7,37	8,16	3,67	5,34	3,12	0,21
№3	7,54	2,31	1	3,09	5,12	8,44	9,57	4,61	6,23	4,67	0,37
№4	5,23	0,45	0,37	1	3,66	6,91	7,32	2,85	4,87	2,56	0,14
№5	3,67	0,27	0,19	0,31	1	4,61	5,77	0,54	2,65	0,76	0,08
№6	0,64	0,16	0,13	0,19	0,27	1	2,41	0,23	0,33	0,35	0,01
№7	0,41	0,19	0,1	0,13	0,21	0,52	1	0,19	0,67	0,22	0,03
№8	4,55	0,36	0,27	0,48	2,65	5,31	6,71	1	3,65	1,56	0,09
№9	2,19	0,24	0,19	0,29	0,52	3,83	4,28	0,34	1	0,71	0,02

Анализ компонент вектора приоритетов P_j показывает, что лучшим алгоритмом самоорганизации WSN является алгоритм № 3 - алгоритм схемы оплаты, которому соответствует максимальная компонента вектора приоритетов, учитывая мощность передачи и требующая знания местоположения узлов.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье описан метод анализа иерархий, используемый для выбора алгоритма самоорганизации беспроводной сенсорной сети, который базируется на упрощенной динамической модели с многокритериальным подходом принятия решений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Муравьев К.А., Жалнин В.П. Анализ показателей качества беспроводных сенсорных сетей // Труды международного симпозиума "Надежность и качество". 2021. Т. 2. С. 142-147.
2. Десницкий В.А. Подход к разработке протокола децентрализованного управления в беспроводных сенсорных сетях // Научно-аналитический журнал "Вестник Санкт-Петербургского университета Государственной противопожарной службы МЧС России". 2024. № 3. С. 35-44.
3. Jiongting Jiang Distributed wireless network resource optimisation method based on mobile edge computing // IET Networks. 2022. № 98. Р. 98-104.

4. Subramaniam Sakthivel Design of efficient location-based multipath self-adaptive balancer router using particle swarm optimization in wireless sensor network // International Journal of Communication Systems. 2022. Volume 35, Issue 4. P. 67-76.
5. Sridevi Tumula, Rama Devi An enhanced bio-inspired energy-efficient localization routing for mobile wireless sensor network // International Journal of Communication Systems. 2024. Volume 37, Issue 12. P. 56-63.

REFERENCES

1. Muraviev K.A., Zhalnin V.P. Analysis of quality indicators of wireless sensor networks // Proceedings of the International Symposium "Reliability and Quality". 2021. Vol. 2. pp. 142-147.
2. Desnitskiy V.A. An approach to the development of a protocol for decentralized control in wireless sensor networks // Scientific and Analytical journal "Bulletin of the St. Petersburg University of the State Fire Service of the Ministry of Emergency Situations of Russia". 2024. No. 3. pp. 35-44.
3. Jiongting Jiang Distributed wireless network resource optimisation method based on mobile edge computing // IET Networks. 2022. № 98. P. 98-104.
4. Subramaniam Sakthivel Design of efficient location-based multipath self-adaptive balancer router using particle swarm optimization in wireless sensor network // International Journal of Communication Systems. 2022. Volume 35, Issue 4. P. 67-76.
5. Sridevi Tumula, Rama Devi An enhanced bio-inspired energy-efficient localization routing for mobile wireless sensor network // International Journal of Communication Systems. 2024. Volume 37, Issue 12. P. 56-63.

СИНХРОНИЗАЦИЯ М-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ В УСЛОВИЯХ СЛАБЫХ ПОМЕХ

А. С. Силин¹, А. В. Бобровников², С. А. Слинчук¹

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²АНОО «Международный институт компьютерных технологий», г. Воронеж, Россия

Аннотация. Для цикловой синхронизации в системах связи других системах могут использоваться псевдослучайные последовательности, в частности, М-последовательности (МП). Одним из основных показателей качества функционирования систем синхронизации является время входа в синхронизм. В работе рассмотрен способ ускоренной синхронизации М-последовательностей в условиях слабых помех. Идея этого способа заключается в сравнении принятой МП и МП, полученной в результате расчета по рекуррентным формулам. Показано, что рассмотренный способ синхронизации имеет значительно более высокую эффективность по сравнению с известным быстрым способом синхронизации [1]. Величина выигрыша во времени входа в синхронизм практически близка к $2^n/n$ (n – число ячеек регистра сдвига с линейной обратной связью, формирующего МП). Для практической реализации ускоренной синхронизации предложено использовать «суммарный коэффициент корреляции» (СКК), который равен сумме последовательных значений коэффициентов корреляции при последовательном приеме символов МП.

Ключевые слова: синхронизация, М-последовательность, циклический сдвиг, опорная М-последовательность, автокорреляционная функция, коэффициент корреляции.

SYNCHRONIZATION OF M-SEQUENCES UNDER WEAK NOISE CONDITIONS

A. S. Silin¹, A. V. Bobrovnikov², S. A. Slinchuk¹

¹ Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

² ANOO "International Institute of Computer Technologies," Voronezh, Russia

Abstract. For cyclic synchronization in communication systems and other systems, pseudorandom sequences, in particular, M-sequences (M-seq), can be used. One of the main indicators of the quality of functioning of synchronization systems is the time to achieve synchronization. This work examines a method for accelerated synchronization of M-sequences under weak interference conditions. The idea of this method lies in the comparison of the received M-sequence and the M-sequence obtained as a result of calculations using recursive formulas. It has been shown that the considered synchronization method has significantly higher efficiency compared to the known fast synchronization method [1]. The time gain in achieving synchronization is practically close to $2^n/n$ (where n is the number of cells in the shift register with linear feedback that forms the M-sequence). For practical implementation of accelerated synchronization, it is suggested to use the "cumulative correlation coefficient" (CCC), which is equal to the sum of consecutive values of the correlation coefficients during the sequential reception of symbols from the M-sequence.

Keywords: synchronization, M-sequence, cyclic shift, reference M-sequence, autocorrelation function, correlation coefficient.

1. ВВЕДЕНИЕ

Известно много различных способов синхронизации М-последовательностей (МП), которые отличаются друг от друга идеями,ложенными в их основу. При этом основным показателем эффективности алгоритмов синхронизации является время входа в синхронизацию. Общим для большинства способов синхронизации является сравнение опорной М-последовательности, формируемой в приемнике, и принимаемой МП и определении относительного их сдвига для перестройки опорного генератора МП. Указанное сравнение производится путем вычисления коэффициента корреляции опорной и принятой МП (или их отрезков). Некоторые способы синхронизации имеют высокую эффективность (даже предельную) при отсутствии помех в каналах связи и синхронизации. Однако, при синхронизации в условиях помех эффективность большинства способов синхронизации резко снижается.

2. УСКОРЕННАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ М-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ В УСЛОВИЯХ СЛАБЫХ ПОМЕХ

В данной работе будет рассмотрен один из способов синхронизации в условиях слабых помех, который основан на корреляционном анализе коротких отрезков МП. При этом длина анализируемых отрезков полностью определяется числом (n) D-триггеров в регистре сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС), формирующего МП. Под слабыми будем понимать такие помехи, при которых вероятность ошибок в двух и более принимаемых символах в коротком отрезке МП (длиной $2n$ символов) пренебрежимо мала. Другими словами, будет рассмотрен случай, когда ошибка возможна только в одном символе на периоде принятой МП.

Суть этого способа синхронизации заключается в вычислении «суммарного коэффициента корреляции» отрезков (или всего периода МП) опорной и принимаемой МП. Под «суммарным коэффициентом корреляции» (СКК) понимается величина:

$$СКК(m) = \sum_{k=1}^m \frac{2A_k - G_k}{G_k} \quad (1)$$

где A_k - число совпадающих символов на отрезках опорной и принимаемой МП; G_k - число анализируемых символов (длина анализируемых отрезков МП); $m=1, 2, \dots, N$.

Величина СКК при отсутствии помех полностью характеризует относительный сдвиг опорной и принятой МП. При наличии же помех в канале синхронизации, когда в анализируемом отрезке принятой МП возможны искажения символов, СКК будет вычислен неправильно и относительный сдвиг опорной и принятой МП будет определен с ошибкой. Очевидно, что для исключения ошибочного определения относительного сдвига МП необходимо увеличивать длину анализируемого отрезка МП.

Самым простым способом снижения эффекта влияния помех на время синхронизации можно считать прием двух следующих подряд отрезков МП, длина каждого из которых равна n . В этом случае ошибка возможна в одном из символов МП, который принадлежит или первому или второму отрезку, то есть один из отрезков будет принят без ошибок. Поэтому, пользуясь тем, что МП являются рекуррентными, и сопоставляя, принятую МП с МП, рассчитанной по рекуррентным формулам с учетом принятых первых n символов, можно определить ошибочно принятый символ и скорректировать его для дальнейшего правильного определения относительного сдвига М-последовательностей. Ниже рассмотрен конкретный пример использования этого способа, для синхронизации МП по $2n$ принятых символов. При этом выигрыш во

времени синхронизации МП по сравнению с быстрым способом, предложенным Калугиным в [1] будет достигать величины:

$$B = \frac{2^n - 1}{2 \cdot n} = \frac{N}{2 \cdot \log_2(N+1)} \quad (2)$$

При синхронизации М-последовательностей в условиях действия слабых помех происходит искажение результатов СКК(n). Однократная ошибка в серии из n элементов приводит к принятию неправильного решения о размере сдвига, что существенно уменьшает качество связи. Поэтому предлагается принимать $2 \cdot n$ символов и производить расчёт суммарного коэффициента корреляции по первым и по последующим n символам, чтобы исключить влияние однократной ошибки на один из результатов СКК. Для синхронизации М-последовательности опорной и принятой, на основе опорной рассчитываются СКК и сохраняются в память. В памяти будет храниться начальное заполнение М-последовательностей, суммарные коэффициенты корреляций и соответствия их размеру сдвига. Таким образом, будут получены два СКК, которые при сравнении со значением из памяти дадут оценку о принятии двух разных размеров сдвига т.к. не известно в каком символе из $2 \cdot n$ элементов произошла ошибка. Поэтому следует определить в какой серии из n символов (первой или второй) присутствует ошибка и на основе этого принять решение из двух сдвигов.

Для проверки предлагается формировать из первой принятой серии из n символов вторую и произвести сравнение со второй принятой серии из n символов путём суммирования по модулю 2.

Пусть ошибка произошла во втором символе, тогда вторая серия из n является верным участком передаваемой М-последовательности и при формировании продолжения из первой неправильной серии (с ошибкой во втором символе) будет серия отличимая от той, что была принята. В таблице 1 видно, что передаваемая первая серия из n символов имеет двоичную комбинацию 0001 и вторую серию 1110, тогда если ошибка во втором символе, то первая серия будет принята следующей 0101 и при формировании из этой комбинации будет сформирована вторая серия из n символов 1001. При суммировании (по mod 2) вторых серий принятой и сформированной (1110 и 1001) получится результат 0111.

Обратно если же ошибка произошла в седьмом символе, то теперь первая серия из n символов является верным участком М-последовательности, тогда сформированная из неё вторая серия из n символов будет тоже верной. В таблице 1 первая серия из n символов равна 0001, а вторая серия 1100, тогда при формировании из первой серии получится 1110 и суммирование (по mod 2) 0010.

Таблица 1. Выявление ошибочной серии при однократной ошибке

Передаваемая МП	Расположение ошибки	Принято		Сформировано	
		Первая n серия	Вторая n серия	Вторая n серия	Сумма (по mod 2) вторых n серий
00011110101100	1 символ	1001	1110	0001	1111
	2 символ	0101	1110	1001	0111
	3 символ	0011	1110	1101	0011
	4 символ	0000	1110	0000	1110
	5 символ	0001	0110	1110	1000
	6 символ	0001	1010	1110	0100
	7 символ	0001	1100	1110	0010
	8 символ	0001	1111	1110	0001

Отсюда следует, что результаты таких суммирований при однократной ошибке могут определить расположение ошибочного символа и позволить дать оценку для выбора правильного сдвига, так как будет определена серия в которой был искажён символ и результат СКК.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Один из широко используемых способов синхронизации работы приемных и передающих устройств различных систем связи, навигации и других систем является использование М-последовательностей. Проблеме сокращения времени синхронизации М-последовательностей посвящено большое количество теоретических работ и патентов. Особенno важен вопрос сокращения времени синхронизации в условиях помех. В работе рассмотрен один из возможных вариантов решения этого вопроса путем сопоставления коротких отрезков принятой МП и МП, восстановленной по первым принятым символам. Показана возможность значительного уменьшения времени синхронизации М-последовательностей за счет специальной обработки коротких отрезков принятых М-последовательностей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Калугин Е. Поиск и синхронизация псевдослучайных последовательностей./ Современная электроника, №9, 2009.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М., 1985. -384 с.
3. Астровский И.И., Буй П.М./Методические указания. БГУИР, Минск, 2006
4. Информационные технологии в вычислительной технике и связи: сб.трудов / отв. редактор канд. техн. наук, доц. Хорпяков О.С. – Воронеж :Междунар. ин-т компьют. технологий, 2023. - 70 с
5. Требования к оформлению докладов на РЛНС*2018. <http://rlnc.ru>, 15.12.2017.
6. Библиографическая ссылка. ГОСТ Р 7.05 – 2008, Москва, 2008. – 22 с.

REFERENCES

1. Kalugin E. Search and synchronization of pseudorandom sequences. / Modern Electronics, No. 9, 2009.
2. Varakin L.E. Communication systems with noise-like signals. Moscow, 1985. - 384 p.
3. Astrofsky I.I., Bui P.M. / Methodological guidelines. BSGIR, Minsk, 2006.
4. Information technologies in computing and communications: collection of works / editor-in-chief Ph.D. in technical sciences, Associate Professor Khorpyakov O.S. – Voronezh: International Institute of Computer Technologies, 2023. - 70 p.
5. Requirements for the design of reports at RLNS*2018. <http://rlnc.ru>, 15.12.2017.
6. Bibliographic reference. GOST R 7.05 – 2008, Moscow, 2008. – 22 p.

ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ЛОЖНЫХ БИТОВ СИСТЕМ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦАП

Березина Д.М., Якименко К.А., Беркут И.А.

Муромский институт (филиал) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»,
Муром, Россия

Аннотация. Исследование посвящено оценке вероятности возникновения ложных битов (BER) в системах связи на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) с использованием модуляции QAM-1024. Современные высокоскоростные системы связи, такие как 5G и Wi-Fi 6, требуют высокой точности передачи данных, но высокие порядки модуляции делают их уязвимыми к шумам и искажениям. В данной работе исследовано влияние фазовых шумов и нестабильностей ЦАП на качество передачи данных. Увеличение нестабильностей ЦАП приводит к росту BER из-за искажений сигнала и ошибок синхронизации, что затрудняет декодирование. Моделирование показало, что формирователь с тактовым генератором на основе ПАС имеет более высокую вероятность ошибок по сравнению с ФАПЧ, несмотря на меньший уровень фазовых шумов вблизи несущей. Для снижения BER необходимо минимизировать фазовые шумы на частотах отстройки 1–10 МГц. Результаты подчеркивают важность оптимизации характеристик тактовых генераторов и учета спектрального распределения шумов при проектировании систем связи, что особенно актуально для обеспечения высокой надежности в условиях возрастающих требований к скорости и качеству передачи данных.

Ключевые слова: система связи; 5G; QAM; фазовый шум; вероятность ложных битов; BER; ФАПЧ.

ESTIMATION OF THE PROBABILITY OF OCCURRENCE OF FALSE BITS OF COMMUNICATION SYSTEMS BASED ON HIGH-SPEED DACS

Berezina D.M., Yakimenko K.A., Berkut I.A.

Murom Institute (branch) of Vladimir State University named after Alexander Grigoryevich and Nikolai Grigoryevich Stolletov,
Murom, Russia

Abstract. The study is devoted to assessing the probability of false bits (BER) in communication systems based on high-speed digital-to-analog converters (DACs) using QAM-1024 modulation. Modern high-speed systems such as 5G and Wi-Fi 6 require high data transmission accuracy, but high modulation orders make them vulnerable to noise and distortion. The effect of phase noise and DAC instabilities on data transmission quality is investigated. An increase in DAC instabilities leads to an increase in BER due to signal distortion and synchronization errors, which makes decoding difficult. The simulation showed that a shaper with a PAS-based clock generator has a higher probability of errors compared to a PLL, despite a lower level of phase noise near the carrier. To reduce BER, it is necessary to minimize phase noise at tuning frequencies of 1–10 MHz. The results emphasize the importance of optimizing the characteristics of clock generators and taking into account the spectral distribution of noise when designing communication systems, which is especially important to ensure high reliability in conditions of increasing demands on data transmission speed and quality.

Keywords: communication system; 5G; QAM; phase noise; bit error rate; BER; PLL.

1. ВВЕДЕНИЕ

В системах связи новых поколений (5G, Wi-Fi 6, Wi-Fi 7), где предъявляются высокие требования к скорости и объему передаваемых данных, широко применяется квадратурная амплитудная модуляция (QAM) высоких порядков. Этот метод модуляции позволяет значительно повысить эффективность использования полосы пропускания за счет передачи нескольких бит информации в одном символе. Однако с увеличением порядка модуляции, например, при использовании 64-QAM, 256-QAM и выше, система становится более уязвимой к воздействию шумов и искажений. Шумы, присутствующие в канале связи, вызывают случайные отклонения точек сигнального созвездия от их исходного положения, что затрудняет процесс декодирования. Кроме того, нелинейные искажения, вызванные характеристиками передающего и приемного оборудования, приводят к систематическому смещению этих точек. В результате такие отклонения могут вызывать ошибки при распознавании символов, что приводит к появлению ошибочных бит.

Важным параметром, характеризующим качество передачи данных, является вероятность битовой ошибки (Bit Error Rate, BER). Этот показатель отражает количество ошибочно принятых бит по отношению к общему количеству переданных бит и служит ключевым критерием оценки надежности системы связи. Высокое значение BER свидетельствует о низком качестве связи, что особенно критично в высокоскоростных системах, где даже незначительные искажения могут привести к существенным потерям данных. В связи с этим актуальной задачей является разработка подходов для оценки и снижения вероятности возникновения ошибок, вызванных как шумами, так и нелинейными искажениями. Особое внимание уделяется системам, использующим быстродействующие цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП), которые могут вносить дополнительные искажения в сигнал и тем самым увеличивать вероятность появления ложных бит.

Целью данной работы является оценка вероятности возникновения ложных битов системы связи на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей при воздействии собственных фазовых шумов и нелинейных искажений быстродействующих ЦАП.

2. ФОРМИРОВАТЕЛИ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦАП

На рис. 1 представлена структурная схема передатчика на основе быстродействующего цифро-аналогового преобразователя в специальных режимах работы [1–3]. На схеме применены обозначения: ТГ — тактовый генератор; ПЛИС — программируемая логическая интегральная схема; БЦАП — быстродействующий цифро-аналоговый преобразователь; QAM — квадратурный QAM-модулятор; ПФ — полосовой фильтр.

Принцип работы формирователя сигналов на основе быстродействующего цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) заключается в следующем. На вход QAM-модулятора поступает поток цифровых данных. В зависимости от выбранного порядка модуляции и схемы, модулятор формирует сигналы синфазной (I) и квадратурной (Q) составляющих, которые затем передаются на программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС). ПЛИС генерирует два потока цифровых данных, представляющих отсчеты синусоиды (для I-составляющей) и косинусоиды (для Q-составляющей), при этом амплитуды этих сигналов изменяются в соответствии с поступающими данными.

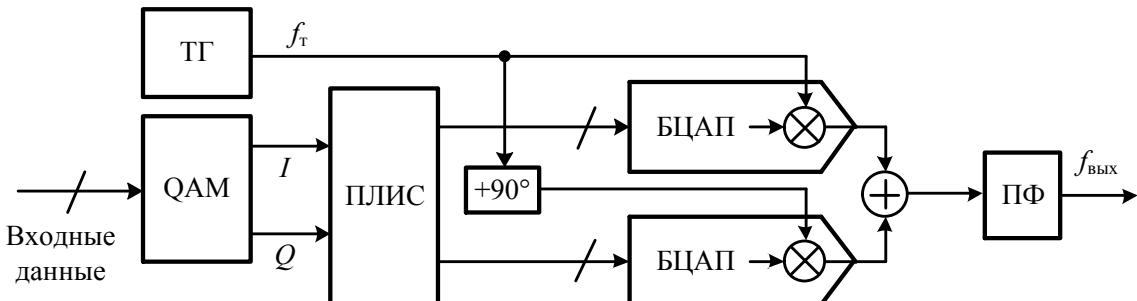


Рис. 1. Формирователь сигналов на основе быстродействующего ЦАП.

Быстродействующие ЦАП, синхронизированные тактовым генератором с частотой f_t , преобразуют цифровые отсчеты в аналоговый сигнал. На выходе ЦАП используются высокочастотные ключи, которые обеспечивают работу в специальных режимах. Например, в режиме RF (радиочастотный режим) во временной области формируется ступенчатый синусоидальный сигнал, где каждый такт состоит из двух разнополярных импульсов. Это приводит к увеличению амплитуды спектральных компонентов во второй и третьей зонах Найквиста, что позволяет использовать их в качестве несущей частоты.

Выходные сигналы с ЦАП складываются в сумматоре, после чего с помощью полосового фильтра (ПФ) выделяется необходимая гармоника с увеличенной амплитудой. Таким образом, специальные режимы работы быстродействующих ЦАП позволяют исключить из структуры формирователя аналоговый блок преобразования частоты, который обычно строится на основе смесителя или квадратурного модулятора. Вместо этого сигнал переносится с основной частоты $f_{\text{осн}}$ на частоту $f_t - f_{\text{осн}}$ (при использовании спектрального компонента во второй зоне Найквиста) или $f_t + f_{\text{осн}}$ (при использовании спектрального компонента в третьей зоне Найквиста).

Этот подход упрощает конструкцию формирователя сигналов, повышает его эффективность и снижает затраты на реализацию, что делает его особенно полезным в современных системах связи.

В качестве тактового генератора в формирователе сигналов на основе быстродействующего ЦАП может быть использован интегральный синтезатор на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), образованной генератором опорной высокостабильной частоты (ГОЧ), частотно-фазовым детектором (ЧФД), петлевым фильтром низких частот (ФНЧ), делителями частот (ДЧ) и генератором, управляемым напряжением (ГУН). Преимущества: высокая стабильность выходной частоты, возможность синхронизации с внешним опорным сигналом, широкий диапазон рабочих частот. Недостатки: задержка в установлении синхронизации (время захвата), чувствительность к шумам и помехам в опорном сигнале.

Также в качестве тактового генератора в формирователе сигналов может быть использован синтезатор, построенный по методу прямого аналогоового преобразования (прямой аналоговый синтезатор — ПАС), состоящий из генератора опорной частоты (ГОЧ); делителей частоты; умножителей частоты; смесителей, нагруженных на полосовые фильтры (ячейки преобразования частоты — ЯПЧ). В отличие от ФАПЧ, ПАС не использует замкнутую систему обратной связи, что позволяет избежать задержек, связанных с установлением синхронизации. Преимущества: высокая стабильность и точность выходной частоты, быстрое переключение между частотами, низкий уровень фазового шума. Недостатки: ограниченный диапазон генерируемых частот, сложность

реализации на высоких частотах, высокая стоимость и сложность проектирования, особенно при работе с широким диапазоном частот.

3. ОЦЕНКА ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦАП

Проведем оценку фазовых шумов формирователя сигналов на основе быстродействующих ЦАП, представленного на рисунке 1. Математическая модель его СПМ фазовых шумов имеет вид [4–6]:

$$S_{\Phi}(F) = 2S_{\text{ТГ}}(F) + 2 \left(S_{\text{ТГ}}(F) \cdot K_{\text{ЦАП_ЗН}}^2 + S_{\text{БЦАП}}(F) \right), \quad (1)$$

где F — частота отстройки от несущей; $S_{\text{ТГ}}(F)$ — СПМ собственных фазовых шумов тактового генератора; $S_{\text{БЦАП}}(F)$ — СПМ собственных фазовых шумов быстродействующего ЦАП в специальном режиме RF.

При реализации тактового генератора на основе системы ФАПЧ СПМ его фазовых шумов оценивается по модели []

$$S_{\text{ТГ}}(F) = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \cdot S_{\text{ГОЧ}}(F) \cdot \left| \left(\frac{H(p, F)}{1 + H(p, F)} \right) \right|^2 + N_2^2 \cdot S_{\text{ИМС}}(F) \left| \left(\frac{H(p, F)}{1 + H(p, F)} \right) \right|^2 + S_{\text{ГУН}}(F) \cdot |1 + H(p, F)|^{-2}, \quad (2)$$

где $H(p, F) = \frac{1}{N_2} \left(\frac{F_{\text{ФНЧ}}(p, F) S_{\text{ЧФД}} S_{\text{ГУН}}}{p} \right)$; N_1, N_2 — коэффициенты деления

делителей частоты; $F_{\text{ФНЧ}}(p, F)$ — передаточная функция петлевого фильтра нижних частот; ЧФД — крутизна дискриминационной характеристики частотно-фазового детектора; ГУН — крутизна модуляционной характеристики ГУН; p — оператор Лапласа; $S_{\text{ГОЧ}}(F)$ — СПМ фазовых шумов ГОЧ; $S_{\text{ИМС}}(F)$ — СПМ собственных фазовых шумов интегральной микросхемы ФАПЧ, включающая эквивалентные шумы ЧФД, ФНЧ и ДЧ; $S_{\text{ГУН}}(F)$ — СПМ фазовых шумов ГУН.

При реализации тактового генератора на основе ПАС, представляющего собой ГОЧ на поверхностных акустических волнах (ПАВ), выходная частота которого умножается в умножителе частоты на коэффициент умножения n_1 , его СПМ фазовых шумов можно оценить по модели

$$S_{\text{ТГ2}}(F) = S_{\text{ГОЧ}}(F) \cdot n_1^2 + S_{\text{УЧ}}(F), \quad (3)$$

где $S_{\text{УЧ}}(F)$ — СПМ собственных фазовых шумов умножителя частоты.

С помощью выражений (1)–(3) проведем оценку СПМ фазовых шумов формирователя на основе быстродействующих ЦАП при следующих параметрах: частота тактового генератора $f_{\text{T}} = 4000$ МГц, выходная частота формирователя $f_{\text{вых}} = 5000$ МГц; основная частота быстродействующего ЦАП $f_{\text{осн}} = 1000$ МГц. Использовался образ основной частоты в третьей зоне Найквиста. На рис. 2, а) представлена зависимость СПМ фазовых шумов формирователя с синтезатором на основе системы ФАПЧ в качестве ТГ. На рис. 2, б) представлена зависимость СПМ фазовых шумов формирователя с ПАС в качестве ТГ.

График на рис. 2, б) отличается от зависимости на рис. 2, а) тем, что здесь отсутствует «шумовая полка», характерная для синтезаторов на основе ФАПЧ. Однако на частотах отстройки выше 10 МГц СПМ фазового шума формирователя с тактовым генератором на основе ФАПЧ ниже на 3–4 дБ.

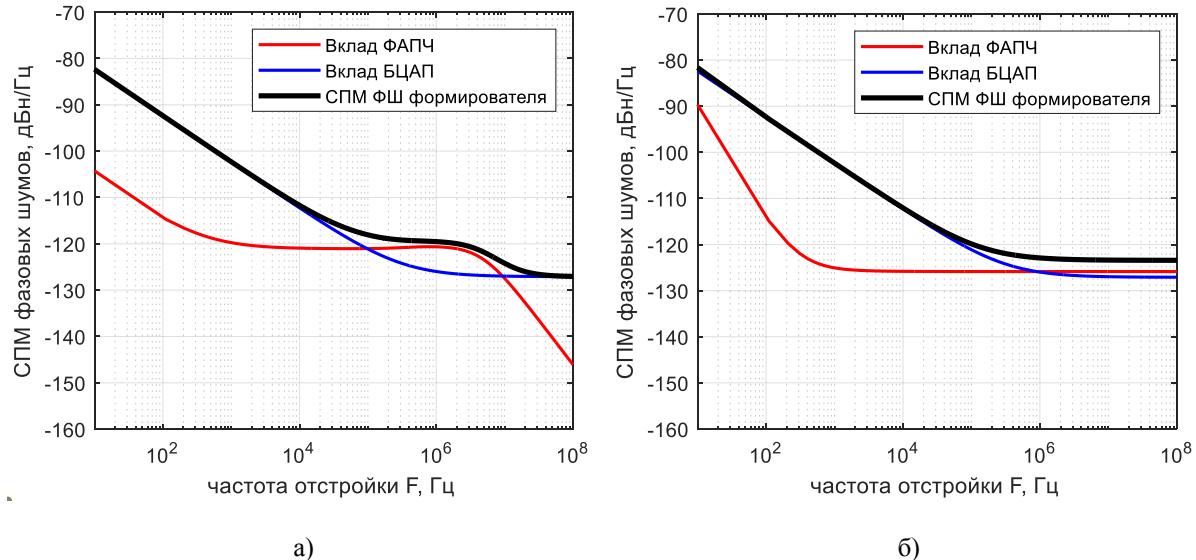


Рис. 2. СПМ фазовых шумов формирователя

4. РАСЧЕТ ВЕРОЯТНОСТИ ЛОЖНЫХ БИТОВ СИСТЕМ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦАП

Проведём оценку вероятности ошибочных битов при наличии фазового шума формирователя сигналов на основе быстродействующего ЦАП с тактовыми генераторами на основе ФАПЧ и тактовым генератором на основе ПАС. Пусть сигнал проходит через канал связи с белым гауссовским шумом с отношением сигнал/шум E_b/N_0 . Введём в модулированный сигнал СПМ фазовых шумов из результатов моделирования, представленных на рис. 2. Также введем в сигнал сдвиг ϕ вектора несущей по фазе, моделирующий влияние нестабильностей ЦАП. На рис. 3 представлены графики зависимости BER от отношения сигнал/шум E_b/N_0 для квадратурной модуляции с порядком QAM-1024 при различных сдвигах фазы вектора несущей. На рис. 3, а) — при использовании тактового генератора на основе ФАПЧ; на рис. 3, б) — при использовании тактового генератора на основе ПАС.

В соответствии с результатами моделирования (рис. 4, а, б) при модуляции QAM-1024 изменения вероятностей возникновения ошибочных битов BER со сдвигом вектора ϕ от 0° до $0,5^\circ$ при использовании в качестве тактового генератора синтезатора на основе ФАПЧ и синтезатора на основе ПАС с частотой сравнения 100 МГц приведены в таблице 1.

Увеличение уровня влияния нестабильностей ЦАП приводит к существенному росту BER, так как приемнику сложнее выделить полезный сигнал на фоне шумов, и он не может корректно распознать переданные данные из-за искажений и ошибок синхронизации. По результатам моделирования видно, что наибольшую вероятность возникновения ложных битов имеет формирователь с тактовым генератором на основе ПАС, несмотря на низкий относительно шума формирователя с ФАПЧ в качестве тактового генератора с малой частотой сравнения уровень фазовых шумов вблизи несущей.

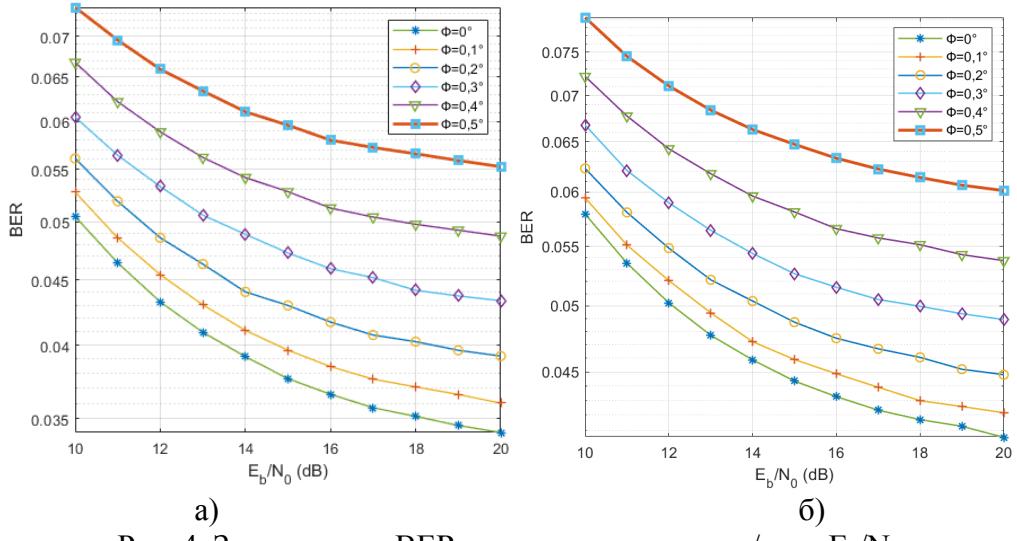


Рис. 4. Зависимости BER от отношения сигнал/шум E_b/N_0

Таблица 1. Вероятности возникновения ошибочных битов BER

Сдвиг вектора φ , °	Изменение BER при использовании в качестве ТГ синтезатора на основе ФАПЧ	Изменение BER при использовании в качестве ТГ синтезатора на основе ПАС
0	от 0,0501	до 0,0340
0,1	от 0,0530	до 0,0360
0,2	от 0,0560	до 0,0391
0,3	от 0,0605	до 0,0432
0,4	от 0,0667	до 0,0489
0,5	от 0,0735	до 0,0551

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам проведённого исследования можно сделать следующие выводы:

1. Фазовый шум формирователя сигналов оказывает существенное влияние на вероятность возникновения ошибочных битов при передаче сигналов. При использовании в качестве тактового генератора синтезатора на основе ПАС наблюдается более высокая чувствительность к фазовым искажениям несмотря на относительно низкий уровень фазовых шумов вблизи несущей по сравнению с генератором на основе ФАПЧ, у которого присутствует «шумовая полка». Результаты исследования показали, что для обеспечения низкого значения BER необходимо снизить уровень фазовых шумов формирователя на отстройках от несущей порядка 1–10 МГц.

2. Уровень нестабильностей ЦАП оказывает значительное влияние на рост вероятности битовых ошибок BER. Результаты моделирования демонстрируют, что формирователь сигналов на основе ПАС характеризуется более высокой вероятностью возникновения битовых ошибок по сравнению с формирователем на основе ФАПЧ. Искажения и шумы затрудняют выделение полезного сигнала и его корректное декодирование.

Таким образом, при проектировании высокоточных систем связи необходимо учитывать не только абсолютный уровень фазовых шумов, но и их спектральное распределение. Оптимизация характеристик тактовых генераторов и минимизация нестабильностей ЦАП являются критически важными для достижения низкого уровня BER, особенно в системах с использованием QAM-1024. Полученные результаты подчеркивают важность комплексного подхода к анализу фазовых шумов и их влияния на качество передачи данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kalcher M., Fulde M., Gruber D. Fully-digital transmitter architectures and circuits for the next generation of wireless communications. // Elektrotechnik & Informationstechnik, 2018, No. 135/1, – Pp. 89–98.
2. Winoto R. Digital Radio-Frequency Transmitters: An Introduction and Tutorial // IEEE Solid-State Circuits Magazine, Nov. 2018, Vol. 10, No. 4. – Pp. 70–80.
3. Bicici C., Ozdur I., Cerezci O. Analysis of oscillator phase noise effect on high order QAM links // Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2020, Vol. 105(1). – Pp. 1–6. DOI:10.1007/s10470-020-01701-1
4. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Якименко К.А., Сочнева Н.А. Повышение эффективности использования высших зон Найквиста при прямом цифровом синтезе высокочастотных сигналов // Радиотехника, 2022, Т. 86, № 5. – С. 135–144.
5. Якименко К.А., Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Сочнева Н.А. Исследование шумовых характеристик синтезаторов частот на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей // Радиотехника, 2023, Т. 87, № 11. – С. 180–191.
6. Якименко К.А., Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Сочнева Н.А. Влияние фазового шума и нелинейных искажений быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей на параметры цифровых систем связи // Радиотехника, 2024, Т. 88, № 6. – С. 137–148.
7. Якименко К. А., Ромашов В. В., Березина Д. М., Беркут И. А. Оценка влияния амплитудных глитчей и фазового шума формирователей сигналов на основе быстродействующих ЦАП на параметры систем связи с QAM-модуляцией // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2025, №1. – С. 48–58.

REFERENCES

1. Kalcher M., Fulde M., Gruber D. Fully-digital transmitter architectures and circuits for the next generation of wireless communications. // Elektrotechnik & Informationstechnik, 2018, No. 135/1, – Pp. 89–98.
2. Winoto R. Digital Radio-Frequency Transmitters: An Introduction and Tutorial // IEEE Solid-State Circuits Magazine, Nov. 2018, Vol. 10, No. 4. – Pp. 70–80.
3. Bicici C., Ozdur I., Cerezci O. Analysis of oscillator phase noise effect on high order QAM links // Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2020, Vol. 105(1). – Pp. 1–6. DOI:10.1007/s10470-020-01701-1
4. Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N., Yakimenko K.A., Sochneva N.A. Improving the efficiency of using higher Nyquist zones in direct digital synthesis of high-frequency signals // Radiotekhnika, 2022, Vol. 86, No. 5. – Pp. 135–144.
5. Yakimenko K.A., Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N., Sochneva N.A. Investigation of noise characteristics of frequency synthesizers based on high-speed digital-to-analog converters // Radiotekhnika, 2023, Vol. 87, No. 11. – Pp. 180–191.
6. Yakimenko K.A., Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N., Sochneva N.A. The influence of phase noise and nonlinear distortions of high-speed digital-to-analog converters on the parameters of digital communication systems // Radiotekhnika, 2024, Vol. 88, No. 6. – Pp. 137–148.
7. Yakimenko K. A., Romashov V. V., Berezina D. M., Berkut I. A. Evaluation of the influence of amplitude glitches and phase noise of signal generators based on high-speed DACs on the parameters of communication systems with QAM modulation // Radio Engineering and Telecommunication Systems, 2025, No. 1. – Pp. 48–58.

ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛИ ЦЕННОСТИ ИНФОРМАЦИИ В РАДИОКАНАЛАХ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ

В. А. Головской, А. С. Милевский, Е. А. Смирнов, А. Н. Поташев

КВВУ, Краснодар, Россия

Аннотация. В работе рассмотрено содержание одной из задач при решении актуальной проблемы унификации радиосистем передачи данных робототехнических комплексов – унификации средств защиты информации в радиоканалах. Приведено и обосновано содержание наполнения предлагаемой функции определения ценности передаваемой по радиоканалу информации, согласованное с риск-ориентированным подходом. Сформированный для вычисления значений функции ценности алгоритм предназначен для функционирования в составе экспертной системы по выбору эффективного набора средств защиты информации.

Ключевые слова: модель; радиоканал; унификация; информационный конфликт; ценность информации; робототехнический комплекс; некриптографическая защита информации; криптографическая защита информации; средство защиты информации.

BUILDING A MODEL OF THE IMPORTANCE OF INFORMATION IN THE RADIO CHANNELS OF ROBOTIC COMPLEXES

V. A. Golovskoy, A. S. Milevskij, E. A. Smirnov, A. N. Potashev

KHMS, Krasnodar, Russia

Abstract. The paper considers the content of one of the tasks in solving the urgent problem of unification of radio data transmission systems of robotic complexes – unification of information security tools in radio channels. The content of the proposed function for determining the value of information transmitted over the radio channel, consistent with a risk-based approach, is presented and justified. The algorithm formed for calculating the values of the value function is designed to function as part of an expert system for selecting an effective set of information security tools.

Keywords: model; radio channel; unification; information conflict; value of information; robotics complex; non-cryptographic information protection; cryptographic information protection; information protection tool.

1. ВВЕДЕНИЕ

Расширение типов и классов разрабатываемых и применяемых робототехнических комплексов (РТК) является как следствием достижений в различных сферах науки и технологий, так и причиной формирования новых взглядов на тактику применения РТК для решения специальных задач в особых условиях [1-4]. При этом одной из важнейших является проблема унификации радиосистем передачи данных РТК [2, 5], которая условно может быть разделена на две подпроблемы: унификации радиопротоколов и унификации средств защиты информации (СЗИ) в радиоканалах РС РТК. При исследовании указанных подпроблем немаловажным является пересмотр взглядов на длительность этапов жизненного цикла РТК [6], налагающий ограничения на стоимость и характеристики его подсистем.

Формирование новых и усовершенствование известных подходов к реализации СЗИ в РС РТК для обеспечения составляющих защищенности информации является предметом многих исследований [7-11]. Анализу проблематики классификации СЗИ

посвящено исследование [7]. В работе [6] был предложен подход к алгоритмизации решения проблемы определения набора СЗИ в радиоканалах РС РТК, как одной из составляющей проблемы унификации СЗИ в радиоканалах РС. Одним из нераскрытых моментов в докладе [6] является тезис о необходимости учета ценности передаваемой в радиоканале РС РТК информации для формирования набора СЗИ. Настоящая работа, являющаяся развитием [6], посвящена анализу аспектов формирования вычислимой функции ценности информации. Объект исследования – функционирующий в критических условиях РТК, по радиоканалам которого передается подлежащая защите информация, имеющая изменяющуюся во времени ценность для сторон конфликта. Предмет исследования – ценность передаваемой по радиоканалам РС РТК информации. Цель статьи – выбор подхода к формированию вычислимой функции ценности информации, передаваемой в радиоканалах РС РТК.

2. АНАЛИЗ ПЕРЕДАВАЕМОЙ ПО РАДИОКАНАЛАМ ИНФОРМАЦИИ С ПОЗИЦИЙ ЕЕ ЦЕННОСТИ

а. Анализ необходимости формирования функции ценности информации

Типы РТК определяют классы возлагаемых на них задач, которые, в свою очередь, определяют метку конфиденциальности передаваемой по радиоканалам этих РТК информации. Современные условия применения РТК являются быстроменяющимися, что обуславливает изменение актуальности информации [2], а с учетом возможных последствий от ее получения или неполучения потребителем меняется ее ценность [6]. Современные системы защиты информации в радиоканалах строятся на основании моделей угроз. Однако модели угроз строятся экспертами, обладающими естественной для людей субъективностью. Также модели не учитывают, что информация может перестать быть актуальной в течение минут после ее передачи, однако использование в системе защиты информации криптографических СЗИ влечет увеличение сроков производства РТК и их цены.

Предлагаемая к разработке экспертная система [6, 12] должна обеспечить минимизацию субъективности экспертов и выбор наиболее эффективного набора СЗИ в радиоканалах РС РТК. При этом формирование вычислимой функции ценности является одним из необходимых элементов для решения этой задачи с учетом предложенной в работе [12] модели информационного конфликта.

Конструктивный подход к определению ценности информации предложенный в [13], находит некоторое отражение в исследованиях [8, 14-16 и др.], где достаточно часто используется уже имеющаяся оценка ценности информации без формализации процедур ее получения, что является необходимым для обеспечения вычислимости функции ценности. Предлагается общая постановка предлагаемого похода к определению ценности передаваемой по радиоканалам РС РТК информации.

в. Выбор подхода к оцениванию информативности модели

Рассмотрим факторы, влияющие на ценность информации, которые будут в дальнейшем аргументами n -местной функции ценности $f_w(arg_1, \dots, arg_n) = w$, или, с учетом требования к ее вычислимости, входами алгоритма A_w вычисления значений w .

Проведенный анализ позволяет выделить основные задачи [1-4, 17-23], возлагаемые на РТК, которые далее будут обозначаться c_j , $j = \overline{1, N_j}$. Один РТК может выполнять несколько задач, что может быть обозначено $c_{j-2k, j, j+k}$, например, при выполнении им задач c_{j-2k}, c_j, c_{j+k} .

Также информация, передаваемая при каждом типе возлагаемых на РТК задач, может быть оценена по таким частным показателям как актуальность, изменчивость и количество градаций. Рассмотрим подробнее указанные показатели.

Актуальность: оценивает значимость задачи в контексте текущей миссии или общей стратегии, будет обозначаться a_l , $l = \overline{1, N_L}$. Высокие значения указывают на высокую важность задачи.

Изменчивость: Показатель того, насколько часто или быстро изменяется контекст выполнения задачи, v_h , $h = \overline{1, N_H}$. Например, задачи с низкой изменчивостью остаются стабильными на протяжении длительного периода времени.

Градации: количество уровней важности/приоритетности задачи, g_k , $k = \overline{1, N_K}$.

Фрагмент таблицы, получившийся в результате анализа возлагаемых на РТК задач и соответствующих характеристик приведен в таблице.

Таблица 1. Задачи РТК и связанные с ними показатели

№ п/п	Задача	Актуальность	Изменчивость	Градации
1	Обслуживание стрельбы артиллерии	a_l	v_h	g_k
2	Поиск объектов	a_l	v_h	g_k
4	Радио- и радиотехническая разведка	a_l	v_h	g_k
...				
33	Доставка грузов	a_l	v_h	g_k

С учетом приведенных влияющих на ценность факторов алгоритм для РТК, выполняющего одну задачу, может быть записан как

$$A_w(c_j, a_l, v_h, g_k, t, ENW_q, D_s) = w, \quad (1)$$

где t - время; ENW_q – описание среды функционирования; D_s – модель противника.

Для выполняющего N_J задач РТК выражение (1) примет вид

$$A_w\left(\left[c_j\right]_{N_J}, \left[a_l\right]_{N_J}, \left[v_h\right]_{N_J}, \left[g_k\right]_{N_J}, t, ENW_q, D_s\right) = w,$$

где $\left[a_l\right]_{N_J}$ – вектор длины N_J со значениями a_l .

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представлены предложения по использованию алгоритмического подхода к количественному оцениванию ценности информации для вычисления набора СЗИ в радиоканалах РТК. Идея применения предложений настоящей работы согласуется с положениями риск-ориентированного подхода [18].

ЛИТЕРАТУРА

1. Абросимов, В. К., Келоглян, А. Х. Онтология боевых свойств образцов перспективного вооружения. // Вооружение и экономика. 2024. № 1(67). - С. 18-28.
2. Бирюков, П. А., Тимохин, А. А., Макаренко, С. И. Бригады сухопутных войск, вооруженные беспилотными летательными аппаратами: обоснование создания,

- предложения по их структуре, способам боевого применения и техническому обеспечению с учетом опыта специальной военной операции на Украине. // Системы управления, связи и безопасности. 2024. № 2. С. 43-70.
3. Blakcori, N., Stathakis, L. I., Koutsoukos, L. D., Kirilov, L. K. The Evolving UAS Threat: Lessons from the Russian-Ukrainian War Since 2022 on Future Air Defence Challenges and Requirements // NATO, Integrated Air and Missile Defence Center of Excellence. – 2024. 18 p.
 4. Кутахов, В. П., Настас, Г. Н., Титов, А. Е., Смолин, А. Л. Методика оценки эффективности группового применения беспилотных летательных аппаратов // Известия Российской академии ракетных и артиллерийских наук, 2024. № 1(131). - С. 51-57.
 5. Головской, В. А. Операционная модель когнитивной радиосистемы робототехнического комплекса. // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2024. Т. 18. № 5. С. 12–20.
 6. Головской, В. А. Алгоритмические аспекты проблемы оценивания достаточности средств защиты информации. // Перспективы безопасности - 2024: сборник материалов II НТК, посвященной информационной безопасности, Санкт-Петербург, 19–20 июня 2024 года. - Санкт-Петербург: ООО «Специальный Технологический Центр», 2024. - С. 17-22.
 7. Махов, Д. С. Анализ некриптографических методов защиты информации в радиоканалах информационных систем. // Вопросы кибербезопасности, 2024. № 1(59). - С. 82-88.
 8. Чечин, И. В., Маринин, А. А., Новиков, П. А., Диченко, С. А., Самойленко, Д. В. Комбинированное кодирование данных с учетом анализа ценности содержащейся информации. // Проблемы информационной безопасности. Компьютерные системы, 2023, № 4(57). - С. 31–41.
 9. Швидченко, С. А., Иванов, С. В., Хорольский, Е. М., Савельев, И. В. Один из эффективных подходов к защите информации в радиолиниях робототехнических комплексов с группами беспилотных летательных аппаратов на основе блокчейн технологий. // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли, 2022, Т. 14, № 5. - С. 21–28.
 10. Кукушкин, С. С., Рубан, Д. А., Козлов, Е. В. Математическая модель и алгоритм формирования помехозащищённого сигнала синхронизации на основе использования составных кодовых конструкций псевдослучайных последовательностей. // Двойные технологии, 2022, № 1(98). - С. 40–45.
 11. Белокопытов, М. Л., Бянкин, А. А., Алехин, С. А. Способ защиты телеметрической информации при передаче в радиолиниях комплексов вооружения и военной техники. // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму, 2023, № 7-8(181-182). - С. 81-87.
 12. Головской, В. А. Модель сложного информационного конфликта для робототехнических комплексов. // Вопросы кибербезопасности, 2025, № 1(65). - С. 86-95.
 13. Харкевич, А. А. О ценности информации. // Проблемы кибернетики, 1960, № 4. - С. 53-57.
 14. Копкин, Е. В., Деев, В. В. Алгоритм построения оптимальной диагностической процедуры по показателю ценности информации на основе принципа максимума Понтрягина. // Информация и космос, 2024, № 1. - С. 65-72.
 15. Шевцов, В. В., Куприянов, А. И. Оптимизация мер по защите с учетом ценности информации. // Известия Института инженерной физики, 2012, № 3(25). - С. 2-6.

16. Ваулин, А. И., Салко, Н. В. Ценность информации и ее модели // Труды Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского. 2011. № 630. - С. 65–69.
17. Гонтарь, Д. Н., Соловьев, В. В., Джаныбеков, Р. Ю., Палеев, А. В., Семак, В. В. Алгоритм оценки боевой эффективности применения разведывательно-ударного робототехнического комплекса военного назначения. // Известия ЮФУ. Технические науки. 2024. № 1(237). – С. 43-57.
18. Anagnostis, I., Kotzanikolaou, P., Douligeris, C. Understanding and Securing the Risks of Uncrewed Aerial Vehicle Services. // IEEE Access, 2025, vol. 13. - pp. 47955-47995.
19. Корчак, В. Ю., Полубехин А. И., Юрин А. Д. Основные положения концепции развития робототехнических комплексов военного назначения. // Стратегическая стабильность. 2024. № 4(109). – С. 2-6.
20. Сливицкий, А. Б. Боевые наземные робототехнические комплексы: концептуальные основы, пилотируемо-беспилотное взаимодействие, критические технологии и проблемные вопросы. // Авиационные системы. 2024. № 3. – С. 2-10.
21. Артёмов, М. Л., Борисов, В. И., Маковий, В. А., Сличенко, М. П. Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. Основы теории и принципы построения. М.: Радиотехника, 2021. - 556 с.
22. Борисов, В. И., Вилков, С. В. Технологическая платформа развития систем управления, связи и радиоэлектронной борьбы. // Теория и техника радиосвязи, 2023, № 1. - С. 5-11.
23. Крайлюк, А. Д., Комченков В. И., Юрин А. Д., Ивлев А. А. Основы концепции развития робототехники военного назначения до 2030 г. // Мехатроника, автоматизация, управление. 2009. № 3. – С. 10-15.

REFERENCES

1. Abrosimov, V. K., Keloglian, A. H. Ontology of combat properties of advanced weapons samples // Armament and economics. 2024. № 1(67). – Pp. 18-28.
2. Biryukov, P. A., Timokhin, A. A., Makarenko, S. I. Brigades of the ground forces armed with unmanned aerial vehicles: justification for their creation, proposals for their structure, methods of combat use and technical support, taking into account the experience of a special military operation on Ukraine // Control, communication and security systems. 2024. No. 2. pp. 43-70.
3. Blakcori, N., Stathakis, L. I., Koutsoukos, L. D., Kirilov, L. K. The Evolving UAS Threat: Lessons from the Russian-Ukrainian War Since 2022 on Future Air Defense Challenges and Requirements // NATO, Integrated Air and Missile Defense Center of Excellence. – 2024. 18 p.
4. Kutakhov, V. P., Nastas, G. N., Titov, A. E., Smolin, A. L. Methodology for evaluating the effectiveness of group use of unmanned aerial vehicles // Proceedings of the Russian Academy of Rocket and Artillery Sciences. 2024. № 1(131). – Pp. 51-57.
5. Golovskoy, V. A. Operational model of the cognitive radio system of the robotic complex. // T-Comm: Telecommunications and Transport. 2024. Vol. 18. No. 5. pp. 12-20.
6. Golovskoy, V. A. Algorithmic aspects of the problem of assessing the adequacy of information security tools. // Prospects for security - 2024: collection of materials of the II STC devoted to information security, St. Petersburg, June 19-20, 2024. - St. Petersburg: OOO "Special Technology Center", 2024. - pp. 17-22.
7. Makhov, D. S. Analysis of non-cryptographic methods of information protection in radio channels of information systems. // Cybersecurity issues, 2024. № 1(59). - Pp. 82-88.
8. Chechin, I. V., Marinin, A. A., Novikov, P. A., Dichenko, S. A., Samoylenko, D. V. Combinational coding of data taking into account the analysis of the value of the

- information contained. // Problems of information security. Computer systems, 2023, № 4(57). - Pp. 31-41.
9. Shvidchenko, S. A., Ivanov, S. V., Khorolsky, E. M., Savelyev, I. V. One of the effective approaches to information protection in radio links of robotic complexes with groups of unmanned aerial vehicles based on blockchain technology. / High-tech technologies in Space exploration of the Earth, 2022, vol. 14, No. 5, pp. 21-28.
 10. Kukushkin, S. S., Ruban, D. A., Kozlov, E. V. A mathematical model and algorithm for generating a noise-proof synchronization signal based on the use of composite code structures of pseudorandom sequences. // Dual technologies, 2022, № 1(98). - Pp. 40-45.
 11. Belokopytov, M. L., Byankin, A. A., Alyokhin, S. A. Method of protecting telemetric information during transmission of weapons and military equipment complexes in radio links // Issues of defense technology. Episode 16: Technical means of countering terrorism, 2023, № 7-8(181-182). - Pp. 81-87.
 12. Golovskoy, V. A. A model of complex information conflict for robotic complexes. // Cybersecurity issues, 2025, № 1(65). - Pp. 86-95.
 13. Harkevich, A. A. On the value of information. // Problems of Cybernetics, 1960, No. 4. pp. 53-57.
 14. Kopkin, E. V., Deev, V. V. Algorithm for constructing an optimal diagnostic procedure based on the information value indicator based on the Pontryagin maximum principle. // Information and Space, 2024, No. 1. - pp. 65-72.
 15. Shevtsov, V. V., Kupriyanov, A. I. Optimization of protection measures taking into account the value of information. // Proceedings of the Institute of Engineering Physics, 2012, № 3(25). - Pp. 2-6.
 16. Vaulin, A. I., Salko, N. V. The value of information and its models // Proceedings of the Military Space Academy named after A. F. Mozhaisky. 2011. No. 630. pp. 65-69.
 17. Gontar, D. N., Solovyov, V. V., Dzhanybekov, R. Yu., Paleev, A.V., Semak, V. V. Algorithm for evaluating the combat effectiveness of the use of a military-purpose reconnaissance and strike robotic complex. // Izvestiya SFU. Technical sciences. – 2024. – № 1(237). – Pp. 43-57.
 18. Anagnostis, I., Kotzanikolaou P., Douligeris C. Understanding and Securing the Risks of Uncrewed Aerial Vehicle Services // IEEE Access, 2025, vol. 13, pp. 47955-47995.
 19. Korczak, V. Y., Polubekhin A. I., Yurin A. D. Basic provisions of the concept of development of military-purpose robotic complexes // Strategic stability. 2024. № 4(109). – P. 2-6.
 20. Slivitsky, A. B. Combat ground-based robotic systems: conceptual foundations, manned-unmanned interaction, critical technologies and problematic issues // Aviation systems. – 2024. – No. 3. – pp. 2-10.
 21. Artyomov, M. L., Borisov, V. I., Makoviy, V. A., Slichenko, M. P. Automated control systems, radio communications and electronic warfare. Fundamentals of theory and principles of construction. Moscow: Radio Engineering, 2021. 556 p.
 22. Borisov, V. I., Vilkov, S. V. Technological platform for the development of control systems, communications and electronic warfare. // Theory and Technology of Radio Communications, 2023, No. 1. pp. 5-11.
 23. Kralyuk, A.D., Komchenkov V. I., Ivlev A. A., Yurin A. D. Fundamentals of the concept of development of military robotics until 2030 // Mechatronics, automation, control. 2009. No. 3. – pp. 10-15.

СНИЖЕНИЕ УРОВНЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В РАДИОПЕРЕДАТЧИКАХ АНАЛОГОВЫХ РЕЧЕВЫХ СООБЩЕНИЙ

В. В. Филоненко, М. Е. Щербаков

ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж),
Россия

Аннотация. В работе выполнен анализ причин возникновения нелинейных искажений в аналоговых системах связи, влияния характеристик усилителя и входного сигнала на коэффициент нелинейных искажений. Предложены способы усовершенствования усилителей и обработки входного речевого сигнала, обеспечивающие на приемной стороне повышение отношения «сигнал/шум» при сохранении разборчивости речи.

Ключевые слова: Аналоговые системы связи, амплитудная модуляция, коэффициент нелинейных искажений, разборчивость речи, компрессия речевого сигнала.

REDUCTION OF NONLINEAR DISTORTION IN ANALOG VOICE MESSAGE TRANSMITTERS

V. V. Filonenko, M. E. Scherbakov

MESC AF «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», (Voronezh), RF

Abstract. The paper analyzes the causes of nonlinear distortion in analog communication systems, the influence of the characteristics of the amplifier and the input signal on the coefficient of nonlinear distortion. Methods for improving amplifiers and processing the input speech signal are proposed, providing an increase in the signal-to-noise ratio on the receiving side while maintaining speech intelligibility.

Keywords: Analog communication systems, amplitude modulation, nonlinear distortion coefficient, speech intelligibility, speech signal compression.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в Вооруженных силах для управления экипажами и подразделениями в мирной и военной обстановке используют системы как цифровой, так и аналоговой связи. Важной характеристикой аналоговой телефонной связи является разборчивость речи, на которую в значительной степени оказывают влияние нелинейные искажения передаваемого речевого сигнала. Особенно подвержены влиянию нелинейных искажений каналы связи с амплитудной модуляцией, которая применяется в большинстве аналоговых радиостанций.

Цель работы – выполнить анализ причин возникновения нелинейных искажений передаваемого аналогового речевого сигнала и предложить способы их снижения.

2. ПРИЧИНЫ ВОЗНИКНОВЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Нелинейные искажения возникают вследствие нелинейности характеристик узлов и элементов в передатчике связной радиостанции. Линейной системой называется система, для которой выполняется принцип суперпозиции, т. е. отклик системы на сумму воздействий равен сумме откликов на каждое воздействие [1]. Соответственно, условие нелинейности узла, элемента имеет вид:

$$F(a + b) \neq F(a) + F(b), \quad (1)$$

где F – передаточная функция системы, a и b – некоторые входные воздействия. Одним из необходимых условий линейности системы является то, что основные законы функционирования системы должны описываться функциями не выше, чем первого порядка (линейными уравнениями). Графики таких функций представляют собой прямую линию.

В результате прохождения сигнала через линейную систему могут изменяться амплитуды его спектральных составляющих. На выходе нелинейной системы в частотном спектре сигнала появляются новые гармонические составляющие, отсутствовавшие во входном сигнале. Новые спектральные составляющие могут быть как в пределах полосы частот полезного сигнала, так и вне ее.

В первом случае из-за нелинейности снижается разборчивость передаваемых речевых сообщений, что также можно выразить через эквивалентное снижение отношения «полезный сигнал/шум» передаваемого сигнала и, следовательно, снижение дальности действия системы радиосвязи.

Во втором случае возникшие из-за нелинейности спектральные составляющие попадают в соседние каналы связи, искажая передаваемую в них информацию. В этом случае говорят об ухудшении электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств связи.

Все активные элементы радиостанций являются источниками нелинейных искажений. Основной вклад в нелинейные искажения передаваемого сигнала вносят усилители мощности радиопередатчиков [2]. На рисунке 1 показана типичная амплитудная характеристика усилителя мощности.

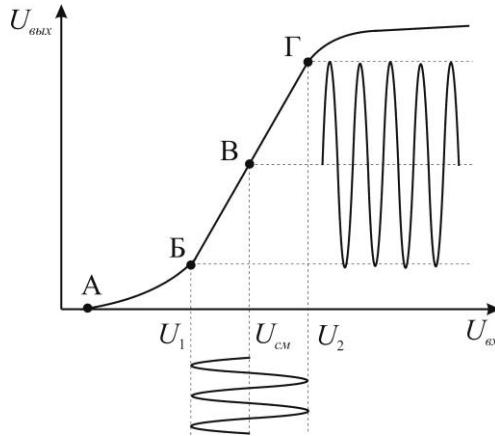


Рис. 1. Типичная амплитудная характеристика усилителя мощности

Как правило, амплитудная характеристика усилителя имеет участок, весьма приближенный к линейному (участок Б–Г на рис.1). Участки А–Б и правее точки Г обладают выраженной нелинейностью.

Степень нелинейных искажений численно оценивается коэффициентом нелинейных искажений. На рис. 1 показана ситуация, когда на вход усилителя подается гармонический сигнал, который обрабатывается на линейном участке амплитудной характеристики. При обработке на нелинейном участке форма сигнала на выходе будет отличаться от гармонической, оставаясь при этом периодической. В этом случае выходной сигнал может быть разложен в ряд Фурье в виде суммы исходного гармонического колебания и высших гармоник, отсутствовавших во входном сигнале.

Исходя из этого коэффициент нелинейных искажений (коэффициент гармоник) усилителя представляет собой корень квадратный из отношения суммы мощностей гармоник, возникших из-за нелинейности усилителя, к мощности первой (основной) гармоники:

$$K_{\text{нн}} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots P_N}{P_1}}, \quad (2)$$

где N – количество учитываемых высших гармоник.

При равенстве значений сопротивлений нагрузки для всех гармоник значение коэффициента нелинейных искажений может быть получено с помощью амплитудных значений напряжений:

$$K_{\text{нн}} = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots U_N^2}{U_1^2}}. \quad (3)$$

3. Способы снижения коэффициента нелинейных искажений

Для обеспечения минимального значения коэффициента нелинейных искажений в соответствии с рис. 1 необходимо обеспечить работу усилителя на линейном участке амплитудной характеристики, т. е. установить рабочую точку активного элемента в середине участка «Б–Г» (точка В):

$$U_{\text{см}} = U_1 + (U_2 - U_1)/2, \quad (4)$$

где $U_{\text{см}}$ – напряжение смещения активного элемента усилителя мощности, U_1 и U_2 – границы линейного участка, показанные на рис. 1.

Вместе с этим для получения максимальной мощности выходного сигнала необходимо обеспечить максимальную (пиковую) амплитуду входного сигнала, не превышающую половину протяженности линейного участка, но стремящуюся к ней:

$$\begin{cases} U_{\text{пик}} \leq (U_2 - U_1)/2 \\ U_{\text{пик}} \approx (U_2 - U_1)/2 \end{cases}, \quad (5)$$

Выполнение условий (4, 5) означает работу усилительных каскадов в классе А. В этом случае обеспечиваются минимальные нелинейные искажения, однако энергетическая эффективность усилителя низкая, коэффициент полезного действия составляет не более 40 % [3]. Такое решение, как правило, применяется не в выходных, а в предварительных и промежуточных каскадах. Для увеличения коэффициента полезного действия необходимо применять активные элементы с высокой крутизной амплитудной характеристики и большой протяженностью линейного участка.

Также на эффективность функционирования усилителя влияет форма обрабатываемого сигнала. Анализ рисунка 1 и выражения (5) показывает, что для получения на выходе усилителя с одной стороны, минимальных нелинейных искажений, а с другой высокой средней мощности сигнала, сигнал на его входе должен иметь минимум выраженных пиков амплитуды. Степень выраженности пиков сигнала оценивается пик-фактором $PAPR$ (peak-to-average power ratio) – отношением пикового

значения сигнала к действующему (среднеквадратическому) [4]. Обычно *PAPR* измеряется в децибелах:

$$PAPR = 10 \lg(P_{max} / P_{cp}). \quad (6)$$

Снизить *PAPR* можно путем ввода предискажений речевого сигнала, называемых компрессией [5]. Компрессор предназначен для «мягкого» сглаживания пиков амплитуды речевого сигнала перед его усилением. Амплитудная характеристика компрессора представлена на рис. 2.

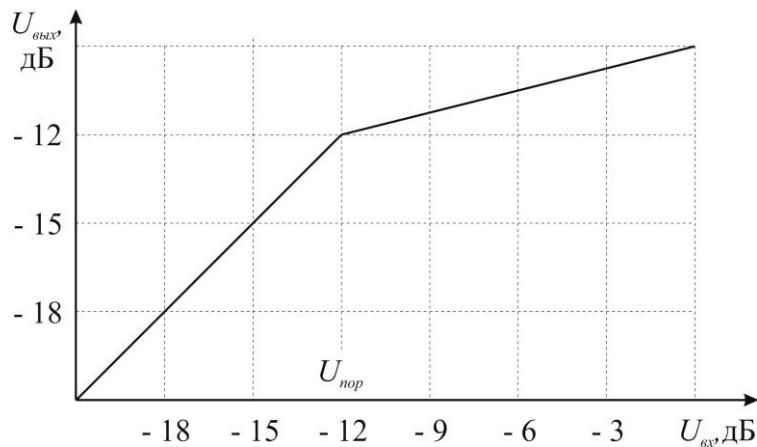


Рис. 2. Амплитудная характеристика компрессора речевого сигнала

Основными параметрами компрессора являются порог срабатывания U_{nop} и величина компрессии, которую принято выражать соотношением изменения амплитуды входного сигнала к изменению выходного при превышении входным сигналом порогового уровня. Например, характеристике компрессора, представленной на рисунке 2, соответствует величина компрессии 4:1. Это значит, что после превышения порога при увеличении входного сигнала на 4 дБ, выходной увеличится на 1 дБ. Применением компрессии и правильным выбором ее параметров можно добиться значительного повышения средней мощности сигнала при сохранении разборчивости речи.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в ходе работы выполнен анализ причин возникновения нелинейных искажений. Определено, что на значение коэффициента нелинейных искажений влияют не только характеристики усилителя мощности, но и входного речевого сигнала. Предложены способы снижения нелинейных искажений в усилителе класса А. Во-первых, путем выбора активных элементов с высокой крутизной и протяженным линейным участком амплитудной характеристики. Во-вторых, внесением предискажений во входной речевой сигнал с помощью компрессора с выбором его оптимальных параметров. В результате на приемной стороне должно обеспечиться повышение значения отношения «сигнал/шум» при сохранении разборчивости речи.

ЛИТЕРАТУРА

- Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учебное пособие. 3-е изд. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 768 с.

2. Березовский П.П. Основы радиотехники и связи: учебное пособие – Екатеринбург: Изд. Урал. ун-та, 2017. – 212 с.
3. Делик В.М., Савельев М.А. Устройства генерирования и формирования сигналов: учебник. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2015. –480 с.
4. Смирнов А.В., Горгадзе С.Ф. Принципы повышения эффективности усиления сигнала с большим пик-фактором.// T-Comm- Телекоммуникации и Транспорт. – 2013. – Вып. 9. – С. 132–134.
5. Радзишевский А.Ю. Основы аналогового и цифрового звука. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. – 288 с.

REFERENCES

1. Sergienko, A.B. Digital signal processing: a textbook. 3rd ed. StPb:BHV-Petersburg, 2011. – 768 p.
2. Berezovskiy, P.P. Fundamentals of radio engineering and communications: a textbook. Yekaterinburg: Publishing House of the Urals University, 2017. – 212 p.
3. Delik, V.M., Savelyev, M.A. Devices for generating and shaping signals: textbook.. Voronezsh: MESC AF «VVA», 2015. – 480 p.
4. Smirnov, A.V., Gorgadze, S.F. Principles of increasing the efficiency of signal amplification with a large peak factor. // T-Comm- Telecommunications and Transport. – Release 9. – Pp. 132–134.
5. Radzishevskiy, A.Yu. The basics of analog and digital sound. M: Publishing House «Willyams», 2006. – 288 p.

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ БЛОЧНОГО ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ ДАННЫХ В ДЕКАМЕТРОВЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ

В. Е. Дидрих¹, М. А. Шелковников¹, С. В. Овсянников²

¹Акционерное общество «Тамбовский завод «Октябрь» (АО «ТЗ «Октябрь»),
Тамбов, Россия

²Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия
имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия

Аннотация. Предложена методика оценки эффективности применения блочных помехоустойчивых кодов для повышения качества передачи данных в декаметровых каналах связи. Показано, что блочное кодирование эквивалентно повышению энергетического потенциала канала передачи данных за перераспределения частотно-энергетического ресурса канала связи и некоторого снижения скорости передачи полезной информации. Полученные соотношения позволяют оценить значения потенциально достижимых уровней повышения энергетического потенциала канала передачи данных декаметрового диапазона при использовании блочного кода с заданными относительными скоростями кодирования. Приведённые результаты свидетельствуют об эффективности применения блочного помехоустойчивого кодирования в декаметровых системах связи, обеспечивающего существенное повышение качества передачи данных.

Ключевые слова: помехоустойчивое кодирование; блочный код; вероятность ошибки в канальном бите; вероятности ошибки в информационном бите; вероятность необнаружения ошибок; кратность ошибок; обнаруживаемые ошибки; исправляемые ошибки; энергетический выигрыш; вероятность обеспечения связи; вероятность своевременной передачи сообщений.

EVALUATION OF DATA TRANSMISSION QUALITY IN DECAMETER COMMUNICATION CHANNELS USING MULTI-POSITION DIGITAL SIGNALS

V. E. Didrikh¹, M. A. Shelkovnikov¹, S. V. Ovsyannikov²

¹Joint Stock Company «The Tambov Factory «Oktyabr» (JSC «TF «Oktyabr»),
Tambov, Russia

²Military Training and Scientific Center of the Air Force «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin
Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. A method for evaluating the effectiveness of block noise-resistant codes for improving the quality of data transmission in decameter communication channels is proposed. It is shown that block coding is equivalent to increasing the energy potential of the data transmission channel due to the redistribution of the frequency and energy resource of the communication channel and a certain decrease in the transmission rate of useful information. The obtained ratios make it possible to estimate the values of potentially achievable levels of increasing the energy potential of a decameter data transmission channel when using a block code with specified relative encoding rates. These results indicate the effectiveness of block noise-resistant coding in decameter communication systems, which significantly improves the quality of data transmission.

Keywords: noise-resistant coding; block code; probability of an error in the channel bit; probability of an error in the information bit; probability of errors not being detected; error multiplicity; detected errors; correctable errors; energy gain; probability of communication; probability of timely transmission of messages.

1. ВВЕДЕНИЕ

Известно, что в процессе передачи данных их поток обычно фрагментируется на отдельные информационные блоки. В этой связи наибольшее распространение для реализации помехоустойчивого кодирования в каналах связи при передаче данных получили блочные (n, k) -коды с использованием кодовых комбинаций (блоков) из n бит, в которых k бит содержат полезную информацию. Блочное кодирование позволяет обеспечить рациональную реализацию основные методы защиты от ошибок. В частности, таких как прямое исправление ошибок (FEC – forward error correction) и различные варианты автоматического запроса повтора передачи (ARQ – Automatic Repeat Request), а также сочетание прямого исправления ошибок и непрерывного запроса с выборочным повторением (FEC-ARQ).

В целом оценка эффективности применения блочного помехоустойчивого кодирования при передаче данных предполагает анализ качества их передачи за счёт определения вероятности ошибочного приёма информационного бита P_b на выходе декодера канала. Определяется эта вероятность исходя из корректирующих возможностей используемого в канальном кодере блочного помехоустойчивого кода и метода защиты от ошибок, применение которых обусловлено необходимостью обеспечения не достижимого в случае простой передачи сигналов по каналам радиосвязи уровня помехоустойчивости при передаче данных [1 – 7].

2. ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБОЧНОГО ПРИЁМА ИНФОРМАЦИОННОГО БИТА ПРИ БЛОЧНОМ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОМ КОДИРОВАНИИ

При декодировании помехоустойчивого блочного (n, k) -кода его кодовая комбинация (блок канальных бит) преобразуется в кодовую комбинацию первичного кода (блок из k информационных бит). Учитывая, что в первичном коде обычно отсутствует информационная избыточность, то вероятность ошибочного приёма его кодовой комбинации, в общем случае, может быть представлена как вероятность события противоположного событию, при котором отсутствуют ошибки в каждом из k информационных бит

$$P_{ou} = 1 - (1 - P_b)^k. \quad (1)$$

Выражение, подобное (1), но для вероятности ошибки в информационном блоке, приведено в [7].

С учётом возможности представления в (1) члена $(1 - P_b)^k$ степенным рядом, для вероятности ошибки в информационном бите справедливо условие [7]

$$P_b \leq \frac{P_{ou}}{k}. \quad (2)$$

Можно полагать, что вероятность ошибки (1), при условии исправления обнаруживаемых кодом ошибок с использованием какого-либо из методов защиты от ошибок (FEC, ARQ и FEC-ARQ), тождественна вероятности необнаружения ошибок в процессе декодирования P_{no}

$$P_{ou} \equiv P_{no}. \quad (3)$$

То есть ошибка в кодовой комбинации первичного кода остаётся не исправленной только при условии её необнаружения в канальном декодере блочного помехоустойчивого (n, k) -кода.

Известно, что вероятность не обнаружения ошибок при декодировании кодовых комбинаций блочного помехоустойчивого (n, k) -кода зависит от [1 – 4, 7]:

- корректирующих способностей кода (минимального кодового расстояния, обуславливающего кратности исправляемых t и обнаруживаемых l ошибок);
- свойств канала связи (с постоянными или переменными параметрами);
- вероятности ошибки в канальном бите (определенной исходя из уровня шумов и помех в канале, используемого вида манипуляции и способа обработки сигнала).

Выражения для вероятности необнаружения ошибок P_{ho} и, получаемые исходя из (2) и (3), вероятности ошибки в информационном бите P_b при декодировании блочных (n, k) -кодов в различных каналах связи приведены в таблице 1 [1 – 4, 7].

Таблица 1. Выражения для вероятностей необнаружения ошибок и ошибки в информационном бите при декодировании блочных помехоустойчивых (n, k) -кодов

Тип канала связи	Выражения для вероятностей необнаружения ошибок и ошибки в информационном бите	
	Для кодов, исправляющих ошибки кратности t	Для кодов, обнаруживающих ошибки кратности l
С постоянными параметрами, флюктуационными шумами и независимыми ошибками	$P_{ho} = \sum_{j=t+1}^n C_n^j P_c^j (1 - P_c)^{n-j} \approx$ $\approx C_n^{t+1} P_c^{t+1} \text{ при } P_c \leq 0,5 (Q \leq 0),$ $P_b \leq \frac{P_{ho}}{k}.$	$P_{ho} \approx \frac{1}{2^r} \sum_{j=l}^n C_n^j P_c^j (1 - P_c)^{n-j} \approx$ $\approx \frac{1}{2^r} C_n^l P_c^l \text{ при } P_c \leq 0,5 (Q \leq 0),$ $r = n - k, \quad P_b \leq \frac{P_{ho}}{k}.$
С переменными параметрами, мультиплексивными помехами и пакетированием ошибок	$P_{ho} \approx \left(\frac{n}{t+1} \right)^{1-\alpha} P_c,$ $\alpha = 0,0 \dots 1,0, \quad P_b \leq \frac{P_{ho}}{k}.$	$P_{ho} \approx \frac{1}{2^r} \left(\frac{n}{l+1} \right)^{1-\alpha} P_c,$ $r = n - k, \quad \alpha = 0,0 \dots 1,0,$ $P_b \leq \frac{P_{ho}}{k}.$

В приведённой таблице 1:

C_n^j – число сочетаний из n по j , определяемое как

$$C_n^j = \frac{n!}{j!(n-j)!}; \quad (4)$$

P_c – вероятность ошибки в канальном бите (на выходе декодера);

Q – превышение уровня сигнала над уровнем шумов (помех) в децибелах (дБ);

r – количество проверочных (избыточных) бит в кодовой комбинации блочного помехоустойчивого (n, k) -кода;

α – показатель группирования ошибок (при $\alpha=0,0$ ошибки считаются независимыми).

При оценке качества передачи данных с использованием технических средств комплексов ДКМВ (МВ) радиосвязи следует учитывать, что показатель группирования ошибок α в каналах ДКМВ диапазона при наличии замираний принимает значения в диапазоне 0,3...0,4 [3].

В настоящее время в системах передачи данных широкое распространение получили такие блочные коды, как коды Хемминга, коды Голея, коды Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ-коды), коды Рида-Соломона (РС-коды) и др. Это обусловлено тем, что свойства этих кодов хорошо изучены и реализация алгоритмов кодирования-декодирования для них не представляет технических сложностей [1 – 5, 7].

3. ОЦЕНКА ПОВЫШЕНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПОТЕНЦИАЛА КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПРИ БЛОЧНОМ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОМ КОДИРОВАНИИ

В общем случае применение помехоустойчивого кода эквивалентно перераспределению доступной, исходя из имеющегося частотно-временного ресурса, пропускной способности канала связи. Код задаёт способ её разделения между потоком полезной информации (данных) и вспомогательной (избыточной) информации, используемой для обнаружения и исправления возникающих из-за действия шумов (помех) ошибок. Полагая, что технические характеристики средств связи, определяющих пропускную способность базового аналогового (как правило, гауссовского) радиоканала, остаются неизменными, то при передаче данных с помехоустойчивым кодированием допустимый уровень скорости передачи информации (данных) информационными битами может быть представлен как [4]

$$V_{u(b)_{don}} = \frac{k}{n} \eta_{ak} \Delta f_{ak} \log_2 \left(1 + 10^{\frac{Q_{don}}{10}} \right) = \eta_{ak} \Delta f_{ak} \log_2 \left(1 + 10^{\frac{(Q_{don} - \Delta Q_{don})}{10}} \right). \quad (5)$$

Здесь в выражении (5):

k/n – относительная скорость кода (степень кодирования);

Δf_{ak} – полоса частот (полоса пропускания) аналогового (гауссовского) канала на основе которого реализуется канал передачи данных;

η_{ak} – коэффициент использования пропускной способности аналогового канала при передаче данных ($\eta_{ak} \leq 1$);

Q_{don} – допустимое превышение уровня сигнала над уровнем шумов (помех) при передаче данных без помехоустойчивого кодирования, определяемое исходя из необходимого уровня достоверности (заданных значений P_c и P_b);

ΔQ_{don} – величина некоторого возможного снижения величины Q_{don} , эквивалентное уменьшению необходимой скорости передачи информационных бит в сравнении со скоростью передачи канальных бит, определяемой исходя из пропускной способности канала связи, и повышения энергетического потенциала канала передачи данных.

В выражении (5) эквивалентное снижение допустимого превышения уровня сигнала над уровнем шумов (помех) ΔQ_{don} по существу является верхней границей, соответствующей некоторому идеальному способу блочного помехоустойчивого кодирования. Для используемых на практике помехоустойчивых (n, k) -кодов это снижение гораздо меньше и соответствует энергетическому выигрышу от применения этих кодов [1, 2].

Исходя из (5), для энергетического выигрыша от применения реально используемых блочных помехоустойчивых (n, k) -кодов будет справедливым ограничение

$$\Delta Q_{don} \leq Q_{don} - 10 \log_2 \left[\left(1 + 10^{Q_{don}/10} \right)^{k/n} - 1 \right]. \quad (6)$$

В общем случае соотношение (6) позволяет оценить потенциально достижимую величину экономии энергетического ресурса радиоканала при условии обеспечения необходимой достоверности передачи информации в случае использования помехоустойчивых (n, k) -кодов.

В качестве примера оценки потенциально достижимого качества передачи данных при использовании блочного помехоустойчивого кодирования, можно рассмотреть применение относительно несложных вариантов БЧХ-кодов $(15,11)$, $(15,7)$ и $(15,5)$, которые могут использоваться в системах прямого исправления ошибок (FEC) и исправляют ошибки кратности 1, 2 и 3 соответственно [1, 3].

Получаемые с случае применения этих БЧХ-кодов значения потенциально достижимого и обеспечиваемого при применении кодирования эквивалентного снижения допустимого превышения уровня сигнала над уровнем шумов (помех) ΔQ_{don} приведены в таблице 2. При этом предполагается, что вследствие применения кодирования обеспечивается достоверность передачи данных, соответствующая вероятности $P_b = 10^{-5}$, и используются цифровые сигналы, потенциальная помехоустойчивость которых определяется известными выражениями [1 – 3, 5, 7].

Таблица 2. Эквивалентное снижение допустимого превышения уровня сигнала над уровнем шумов (помех) при использовании (n, k) -кодов БЧХ

Вид манипуляции (способ обработки сигналов при приёме)	Относительная скорость БЧХ-кода k/n	Потенциально достижимое значение ΔQ_{don} , дБ	Обеспечиваемое кодом значение ΔQ_{don} , дБ
ОФМн-4 (4DPSK) (когерентный приём)	11/15	≈ 4,29	≈ 2,82
	7/15	≈ 8,95	≈ 4,46
	5/15	≈ 11,67	≈ 5,74
ОФМн-4 (4DPSK) (некогерентный приём)	11/15	≈ 4,39	≈ 2,82
	7/15	≈ 9,16	≈ 4,46
	5/15	≈ 11,91	≈ 5,74
ФМн-8 (8-PSK) (когерентный приём)	11/15	≈ 4,90	≈ 2,98
	7/15	≈ 10,12	≈ 4,78
	5/15	≈ 13,08	≈ 6,22
КАМн-8 (8-QAM) (когерентный приём)	11/15	≈ 8,77	≈ 5,42
	7/15	≈ 17,63	≈ 8,52
	5/15	≈ 22,24	≈ 10,89
КАМн-16 (16-QAM) (когерентный приём)	11/15	≈ 10,38	≈ 5,87
	7/15	≈ 20,82	≈ 9,36
	5/15	≈ 26,16	≈ 12,15

Здесь в таблице 2 приведены следующие виды манипуляции цифровых сигналов:
 ОФМн-4 (4DPSK) – четырёхпозиционная относительная фазовая манипуляция;
 ФМн-8 (8-PSK) – восьмипозиционная фазовая манипуляция;
 КАМн-8 (8-QAM) – восьмипозиционная квадратурная манипуляция;
 КАМн-16 (16-QAM) – шестнадцати позиционная квадратурная манипуляция.

В таблице 2, при заданном k/n потенциально достижимое значение ΔQ_{don} соответствует знаку равенства в ограничении (6). Величина допустимого превышения уровня сигнала над уровнем шумов (помех) при передаче данных без помехоустойчивого кодирования Q_{don} устанавливалась исходя из известных выражений для P_c при отсутствии кодирования (т. е. при $P_c = P_b = 10^{-5}$) [1 – 3, 5, 7]. Обеспечиваемое кодом значение ΔQ_{don} определяется как разность между значениями допустимого превышения Q_{don} без помехоустойчивого кодирования и с применением БЧХ-кода. Вычисления производились для $P_b = 10^{-5}$ исходя из приведённых в таблице 1 выражений для кодов, исправляющих ошибки кратности t . В рассматриваемом случае для относительных скоростей БЧХ-кода $11/15$, $7/15$ и $5/15$ кратность t равна 1, 2 и 3 соответственно [1].

4. ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПРИ БЛОЧНОМ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОМ КОДИРОВАНИИ

Приведённые выше соотношения и подход к определению вероятности ошибочного приёма информационного бита P_b и повышения энергетического потенциала (за счёт ΔQ_{don}) канала связи позволяют оценить эффективность применения блочного помехоустойчивого кодирования в ДКМВ системах передачи данных. Подобную оценку целесообразно производить на основе сравнения вероятностей обеспечения связи и своевременной передачи сообщений (данных) при заданных условиях связи без помехоустойчивого кодирования и с применением блочных помехоустойчивых кодов [8, 9].

На рисунке 1 приведён пример сравнения зависимостей вероятностей обеспечения связи и своевременной передачи сообщений (данных) от превышения уровня сигнала над уровнем шумов (помех) Q в случае отсутствия помехоустойчивого кодирования и при помехоустойчивом кодировании БЧХ-кодом $(15, 7)$. Предполагалось, что используется применяемый для передачи данных в ДКМВ диапазоне цифровой радиосигнал с манипуляцией КАМн-8 и реализуется его когерентный приём.

Представленные зависимости определены с учётом следующих допущений:

- при значениях Q превышающих 5 dB ввиду корректности аппроксимации представлений вероятностей P_c и P_b в соответствии с условиями для выражений приведённых в таблице 1;

- для передачи данных используются каналы связи с постоянными параметрами и с учётом возможного применения различных методов повышения помехозащищённости;

- приём цифрового сигнала осуществляется на фоне флюктуационной помехи типа аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) при условии отсутствия или эффективного подавления других видов помех;

- значение превышения Q_{don} соответствует минимально необходимому уровню достоверности передачи данных без помехоустойчивого кодирования при $P_c = 10^{-5}$;

- наилучшие и наихудшие условия связи связаны с значениями среднего квадратического отклонения (СКО) превышения уровня сигнала над уровнем шумов (помех) Q равными $6,3\text{ dB}$ и $12,4\text{ dB}$ соответственно.

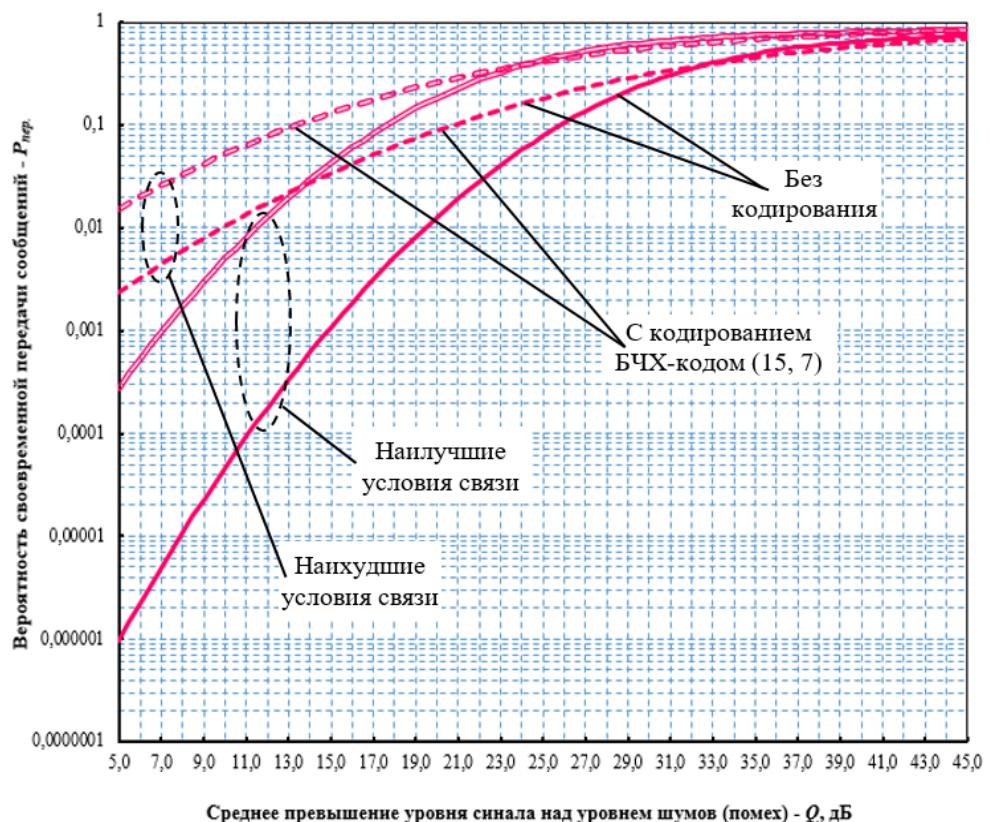
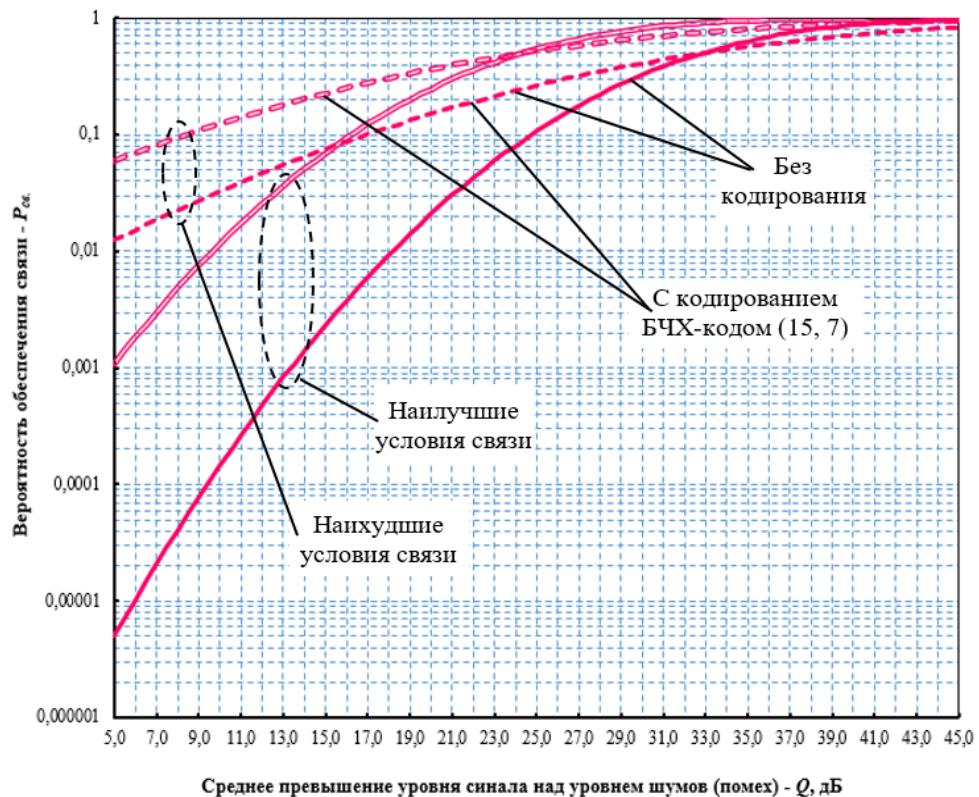


Рис. 1. Зависимости вероятностей обеспечения связи и своевременной передачи сообщений (данных) в ДКМВ каналах с постоянными параметрами при когерентном приёме сигнала с КАМн-8 и БЧХ-коде (15, 7)

Особенностью зависимостей на рисунке 1 является превышение при наихудших условиях связи вероятностей обеспечения связи и своевременной передачи сообщений (данных) тех же вероятностей при наилучших условиях связи в диапазоне значений Q не превышающих Q_{don} . Связано это с более высокой вероятностью превышения значения Q над значением Q_{don} при больших значениях СКО Q и, как следствие, «выбросами» уровня сигнала на фоне шумов (помех).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изложенный подход позволяет на качественном и, при определённых ограничениях, количественном уровнях оценить эффективность применения помехоустойчивого блочного кодирования в каналах передачи данных ДКМВ систем связи. Приведённые результаты свидетельствуют о том, что применение помехоустойчивого кода даже с относительно не высокими корректирующими свойствами позволяет существенно увеличить величину вероятностей обеспечения связи и своевременной передачи сообщений (данных) при одних и тех же условиях связи. При относительно не высоких значениях превышения уровня сигнала над уровнем шумов (помех) подобное увеличение вероятностей достигает нескольких порядков. Обеспечивается это за счёт использования части пропускной способности канала связи (части частотно-энергетического ресурса канала) для передачи проверочной (избыточной) информации. При этом потенциально достижимая скорость передачи полезной информации снижается на величину удельной скорости передачи проверочной (избыточной) информации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Склар Б. Цифровая связь: теоретические основы и практическое применение. / Склар Б.; Гроза Е.Г. [и др.] (пер. с англ.). 2-е изд. М. [и др.]: Издательский дом «Вильямс», 2003. - 1104 с.
2. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Коржик В.И., Назаров М.В. Теория электрической связи: учебник для ВУЗов / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 1998. - 432 с.
3. Авиационные радиосвязные устройства: учебник для слушателей и курсантов ВВУЗов BBC / Под ред. В.И. Тихонова. М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1986. - 442 с.
4. Средства связи и системы передачи данных BBC: учебник для слушателей и курсантов ВВУЗов BBC / Под ред. А.И. Величкина. М.: Издание ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1985. - 325 с.
5. Гаранин М.В., Журавлев В.И., Кунегин С.В. Системы и сети передачи информации: учебное пособие для ВУЗов. М.: Радио и связь, 2001. - 334 с.
6. Пукса Д.О., Романов Ю.В. Результаты трассовых испытаний высокоскоростного КВ-радиомодема разработки ОАО «ОНИИП» // Успехи современной радиоэлектроники. 2012. №11. - С. 19 - 25.
7. Григорьев, В.А., Лагутенко, О.И., Распаев, Ю.А. Сети и системы радиодоступа. М.: Эко-Трендз, 2005. - 384 с.
8. Ермаков Е.К. Авиационные системы связи: учебник. Часть II. Системы и средства связи. Монино: ВВА им. Ю.А. Гагарина, 1992. - 284 с.
9. Дидрих В.Е., Шелковников М.А., Овсянников С.В. Методика комплексной оценки эффективности применения комплексов технических средств радиосвязи // Воздушно-космические силы. Теория и практика. 2024. №29. - С.103 – 117.

REFERENCES

1. Sklyar B. Digital communication: theoretical foundations and practical application. / Sklyar B.; Groza E.G. [et al.] (translated from English). 2nd ed. Moscow [et al.]: Williams Publishing House, 2003. - 1104 p.
2. Ziuko A.G., Klovsky D.D., Korzhik V.I., Nazarov M.V. Theory of electrical communication: textbook for universities / Edited by D.D. Klovsky. Moscow: Radio and Communications, 1998. - 432 p.
3. Aviation radio communication devices: textbook for students and cadets of the Air Force Universities / Edited by V.I. Tikhonov. Moscow: VVIA named after prof. N.E. Zhukovsky, 1986. - 442 p.
4. Air Force communications and data transmission systems: a textbook for students and cadets of Air Force universities / Edited by A.I. Velichkin. Moscow: Edition of the Air Force named after prof. N.E. Zhukovsky, 1985. - 325 p.
5. Garanin M.V., Zhuravlev V.I., Kunegin S.V. Information transmission systems and networks: a textbook for universities. Moscow: Radio and Communications, 2001. - 334 p.
6. Puksa D.O., Romanov Yu.V. Results of track tests of a high-speed HF radio modem developed by JSC ONIIP // Successes of modern radio electronics. 2012. No. 11. - pp. 19-25.
7. Grigoriev, V.A., Lagutenko, O.I., Raspaev, Yu.A. Radio access networks and systems. Moscow: Eco-Trends, 2005. 384 p.
8. Ermakov E.K. Aviation communication systems: textbook. Part II. Systems and means of communication. Monino: VVA named after Yu.A. Gagarin, 1992. - 284 p.
9. Didrikh V.E., Shelkovnikov M.A., Ovsyannikov S.V. Methodology of complex assessment of effectiveness of application of complexes of technical means of radio communication // Aerospace forces. Theory and practice. 2024. No. 29. - pp.103 – 117.

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В ДЕКАМЕТРОВЫХ КАНАЛАХ СВЯЗИ

B. E. Didrikh¹, M. A. Shelkovnikov¹, S. V. Ovsyannikov²

¹Акционерное общество «Тамбовский завод «Октябрь» (АО «ТЗ «Октябрь»),
Тамбов, Россия

²Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия
имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина, Воронеж, Россия

Аннотация. Проведена оценка качества передачи данных при использовании многопозиционных видов манипуляции цифровых сигналов используемых в декаметровых каналах связи. Полученные оценки соответствуют потенциально достижимому качеству передачи данных при заданном уровне достоверности и максимально возможной скорости передачи информации обусловленной пропускной способностью радиоканала. В рамках исследований предполагалось, что имеют место условия связи в наибольшей степени пригодные для передачи данных в декаметровом диапазоне и параметры радиоканала относительно постоянны. Приведённые результаты свидетельствуют о том, что качество передачи данных в декаметровом радиоканале существенно ограничивается сложными условиями связи и в значительной степени зависит от потенциальной помехоустойчивости используемых видов манипуляции.

Ключевые слова: качество связи; достоверность передачи информации; скорость передачи информации; потенциальная помехоустойчивость; многопозиционные цифровые сигналы; вероятность обеспечения связи; вероятность своевременной передачи данных; вероятность ошибочного приёма; элемент цифрового сигнала; канальный бит; информационный бит.

EVALUATION OF THE EFFECT OF POTENTIAL NOISE IMMUNITY OF MULTI-POSITION DIGITAL SIGNALS ON THE QUALITY OF DATA TRANSMISSION IN DECAMETER COMMUNICATION CHANNELS

V. E. Didrikh¹, M. A. Shelkovnikov¹, S. V. Ovsyannikov²

¹Joint Stock Company «The Tambov Factory «Oktyabr» (JSC «TF «Oktyabr»), Tambov,
Russia

²Military Training and Scientific Center of the Air Force «N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin
Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract. An assessment of the quality of data transmission using multi-position manipulation of digital signals used in decameter communication channels has been carried out. The estimates obtained correspond to the potentially achievable data transmission quality at a given level of reliability and the maximum possible information transmission rate due to the bandwidth of the radio channel. As part of the research, it was assumed that the communication conditions are most suitable for data transmission in the decameter range and the radio channel parameters are relatively constant. These results indicate that the quality of data transmission in a decameter radio channel is significantly limited by difficult communication conditions and largely depends on the potential noise immunity of the types of manipulation used.

Keywords: communication quality; reliability of information transmission; information transmission rate; potential noise immunity; multi-position digital signals; probability of communication; probability of timely data transmission; probability of erroneous reception; digital signal element; channel bit; information bit.

1. ВВЕДЕНИЕ

Синхронная и пакетная передача данных в современных системах декаметровой (ДКМВ) радиосвязи обеспечивается за счёт применения различных вариантов аппаратуры передачи данных (АПД) и модемов (последовательных или параллельных).

Качество передачи данных зависит от используемых в АПД или модемах [1, 2]:

- видов манипуляции цифрового сигнала;
- методов и способов помехоустойчивого кодирования;
- протоколов обмена данными, исходя из выбранного метода защиты от ошибок.

При этом оценка влияния потенциальной помехоустойчивости манипуляции, используемой для формирования цифрового сигнала, непосредственно передаваемого по радиоканалу, представляется особенно важной. Это обусловлено тем, что потенциальная помехоустойчивость цифрового сигнала является основой достижения необходимого качества передачи данных [3 – 5].

Поскольку передача данных, как правило, предполагает использование достаточно высоких скоростей передачи информации, то оценку влияния на её качество потенциальной помехоустойчивости цифровых сигналов целесообразно проводить, прежде всего, для многопозиционных цифровых сигналов, применяемых в современных системах ДКМВ радиосвязи.

2. ОСНОВНЫЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Известно, что оценка качества передачи данных, как особого вида сообщений, может быть определена такими основными составляющими как вероятность обеспечения связи и вероятность своевременной передачи сообщений (данных) при заданных уровнях достоверности и скорости передачи информации (данных) в имеющих место условиях связи в радиоканале [6].

В [7] приведены выражения для вероятностей обеспечения связи P_{ce} и своевременной передачи сообщений (данных) P_{nep} , которые являются функциями превышения уровня сигнала над уровнем шумов (помех) Q и его допустимого для обеспечения требующегося уровня качества связи (передачи данных) значения Q_{don}

$$\begin{aligned} P_{ce}(Q, Q_{don}) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\xi} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dx, \\ P_{nep}(Q, Q_{don}) &= 1 - \exp\left[-\frac{V_u}{V_{u don} \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\xi} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dx\right]. \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь в (1):

Q и Q_{don} – превышения уровня сигнала над уровнем шума (помех) в децибелах (дБ), связанные с отношениями сигнал/шум (помеха) по напряжению q и q_{don} как

$$Q = 20 \lg(q) \text{ и } Q_{don} = 20 \lg(q_{don}); \quad (2)$$

ξ – расчётный параметр представляемый в виде

$$\xi = (Q - Q_{don}) / \sigma_Q, \quad (3)$$

в котором σ_Q определяется как среднее квадратическое отношение (СКО) превышения Q в соответствии с условиями связи в радиоканале;

V_u и $V_{u\ don}$ – величина скорости передачи информации (данных) и её допустимого значения в соответствии с требованием по своевременности доставки данных.

В соответствии с предложенной в [7] методикой комплексной оценки эффективности применения комплексов технических средств связи величина Q определяется условиями связи, а Q_{don} , соответственно, задаётся требующимися уровнями уровнями достоверности и скорости передачи сообщений (данных). При этом исходя из помеховой обстановки (величины Q) скорость передачи информации (данных) может быть как выше, так и ниже заданного (требующегося) значения, например, в процессе адаптивного ведения связи (с адаптацией по скорости передачи). Это необходимо учитывать при определении потенциально достижимых значений вероятности своевременной передачи сообщений (данных).

Принимая во внимание, что скорость передачи информации (данных) ограничена пропускной способностью гауссовского канала, реальную и допустимую скорость передачи информации при определении вероятности своевременной передачи сообщений целесообразно представить как [8]

$$\begin{aligned} V_u &= \eta_{ak} \Delta f_{ak} \log_2 \left(1 + 10^{Q/10} \right), \\ V_{u\ don} &= \eta_{ak} \Delta f_{ak} \log_2 \left(1 + 10^{Q_{don}/10} \right), \end{aligned} \quad (4)$$

где Δf_{ak} и η_{ak} – соответственно полоса частот (полоса пропускания) и коэффициент использования пропускной способности аналогового канала ($\eta_{ak} \leq 1$), который зависит от технических характеристик используемой каналообразующей аппаратуры (например, в процессе адаптации по скорости передачи).

С учётом изложенного в [7] подхода, представлений (1) – (3) и исходя из (4) определяется вероятность своевременной передачи сообщений (данных) P_{nep} . Вероятность обеспечения связи P_{cs} , как и вероятность P_{nep} , так же зависит от величин Q и Q_{don} . При этом приоритетным для установления значения параметра Q_{don} является, как правило, необходимая по условиям обеспечения связи достоверность передачи информации (данных).

3. ОЦЕНКА ДОСТОВЕРНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Достоверность передачи данных определяется вероятностями ошибочного приёма элемента цифрового сигнала P_e , канального бита P_c и информационного бита P_b [3 – 5].

Для обеспечения более высоких скоростей передачи данных в современных и перспективных комплексах ДКМВ (МВ) радиосвязи при относительно стабильных условиях связи могут применяться следующие виды манипуляции [1, 2, 8, 9]:

- многопозиционная относительная фазовая манипуляция (МОФМн или MDPSK) с применением относительного кодирования канальных бит перед абсолютной манипуляцией фазы для устранения фазовой неоднозначности;

- многопозиционная фазовая манипуляция (МФМн или MPSK);

- многопозиционная квадратурная манипуляция (МКАМн или MQAM).

Следует учитывать, что эффективное применение сигналов с данными видами манипуляции возможно в случае использования [1, 2, 6]:

- канала связи с постоянными параметрами;

- применения специальных методов повышения помехозащищённости (например, адаптивного ведения связи, разнесённого приёма и т. п.).

Выражения для вероятностей ошибочного приёма элементов сигнала и канального бита для каналов связи с постоянными параметрами приведены в таблице 1 [3 – 5].

Таблица 1. Выражения для вероятностей ошибки в элементе сигнала и канальном бите

Виды манипуляции	Классы излучения	Способ обработки сигналов при приёме	Выражения для вероятностей ошибки в элементе сигнала и канальном бите
МОФМН (MDPSK)	G1BB, (G1DB, G7DB), G1BE, (G1DE, G7DE)	Когерентный (при равновероятных сигнальных элементах)	$P_e = 2 \left\{ 1 - \Phi \left[10^{\frac{Q}{20}} \sqrt{2} \sin \left(\frac{\pi}{m\sqrt{2}} \right) \right] \right\}$ при $Q \geq 0$, $P_c = \frac{P_e}{\log_2(m)}$.
		Некогерентный (при равновероятных сигнальных элементах)	$P_e = 2 \left\{ 1 - \Phi \left[10^{\frac{Q}{20}} \sin \left(\frac{\pi}{m} \right) \right] \right\}$ при $Q \geq 0$, $P_c = \frac{P_e}{\log_2(m)}$.
МФМН (MPSK)	G1BB (G1DB, G7DB), G1BE (G1DE, G7DE)	Когерентный (при равновероятных сигнальных элементах)	$P_e = 2 \left\{ 1 - \Phi \left[10^{\frac{Q}{20}} \sqrt{2} \sin \left(\frac{\pi}{m} \right) \right] \right\}$ при $Q \geq 0$, $P_c = \frac{P_e}{\log_2(m)}$.
МКАМН (MQAM)	D1DE, D7DE	Когерентный (при прямоугольном множестве равновероятных элементов в сигнальном созвездии)	При чётном $\log_2(m)$ $P_e = 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{m}} \right) \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{3 \times 10^{Q/20}}{m-1}} \right) \right] - 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{m}} \right)^2 \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{3 \times 10^{Q/20}}{m-1}} \right) \right]^2,$ $P_c = \frac{P_e}{\log_2(m)}.$
МКАМН (MQAM)	D1DE, D7DE	Когерентный (при прямоугольном множестве равновероятных элементов в сигнальном созвездии)	При нечётном $\log_2(m)$ $P_e < 4 \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{3 \times 10^{Q/20}}{m-1}} \right) \right],$ $P_c = \frac{P_e}{\log_2(m)}.$

Здесь в таблице 1 определено:

- $\Phi(\cdot)$ – табулированная функция интеграла вероятностей определяемая как

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx; \quad (5)$$

- m – это количество элементов в сигнальном созвездии в соответствии с видом манипуляции;

- классы излучения G1BB, G1DB, G1BE, G1DE и D1DE используются при одноканальной передаче информации (в том числе в последовательных модемах);

- классы излучения G7DB, G7DE и D7DE используются при двух и более каналах передачи информации (в частности, в подканалах параллельных модемов);

- классы излучения в ДКМВ диапазоне соответствуют полосе одного или двух радиоканалов тональной частоты (ТЧР), что также может интерпретироваться как передача данных с классами излучения J3E и B8E соответственно.

Вероятности ошибочного приёма элемента цифрового сигнала P_e и канального бита P_c от отношение сигнал/шум (помеха) q или превышения уровня сигнала над уровнем шумов (помех) Q позволяют оценить качество передачи данных на уровне радиоканала, вход и выход которого ограничен входом модулятора (выходом кодера канала) и выходом демодулятора (выходом кодера канала), т. е. без помехоустойчивого кодирования.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Примеры зависимостей вероятностей обеспечения связи и своевременной передачи сообщений от превышения уровня сигнала над уровнем шумов (помех) Q , для применяемых при передаче данных в современных системах ДКМВ радиосвязи видов манипуляции и способов приёма, приведены на рисунках 1, 2 и 3.

Представленные на рисунках 1, 2 и 3 зависимости были получены с учётом следующих допущений:

- используются радиоканалы с постоянными параметрами с учётом возможности применения специальных методов повышения помехозащищённости (разнесённого приёма, адаптивной компенсации помех, частотной адаптации и т. п.);

- приём радиосигналов осуществляется на фоне флюктуационной помехи, аппроксимируемой как аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ), представляющей собой несократимый помеховой фактор при условии отсутствия или эффективного подавления других видов помех;

- значение превышения Q_{don} соответствует минимально необходимому уровню достоверности передачи данных без помехоустойчивого кодирования при $P_c = 10^{-5}$;

- скорости передачи информации (данных) V_u и $V_{u don}$ определялись как (4);

- наилучшие и наихудшие условия связи соотносятся с значениями СКО σ_Q в (3) равными 6,3 дБ и 12,4 дБ.

Особенностью приведённых на рисунках 1, 2 и 3 зависимостей является то, что при значениях Q меньших Q_{don} и наихудших условиях связи вероятности обеспечения связи и своевременной передачи сообщений (данных) выше тех же вероятностей при наилучших условиях связи. Это обусловлено более высокой вероятностью превышения значения Q над значением Q_{don} при больших значениях СКО σ_Q и, как следствие, «всплесками» (выбросами) уровня сигнала на фоне шумов (помех) при больших σ_Q .

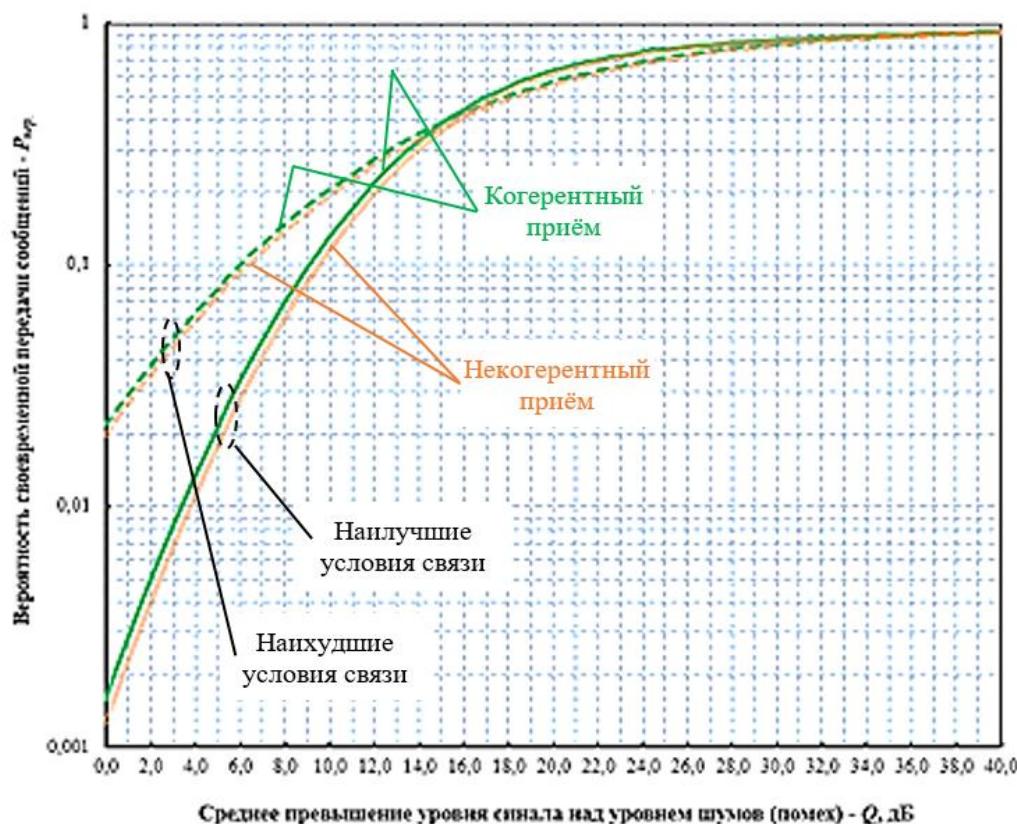
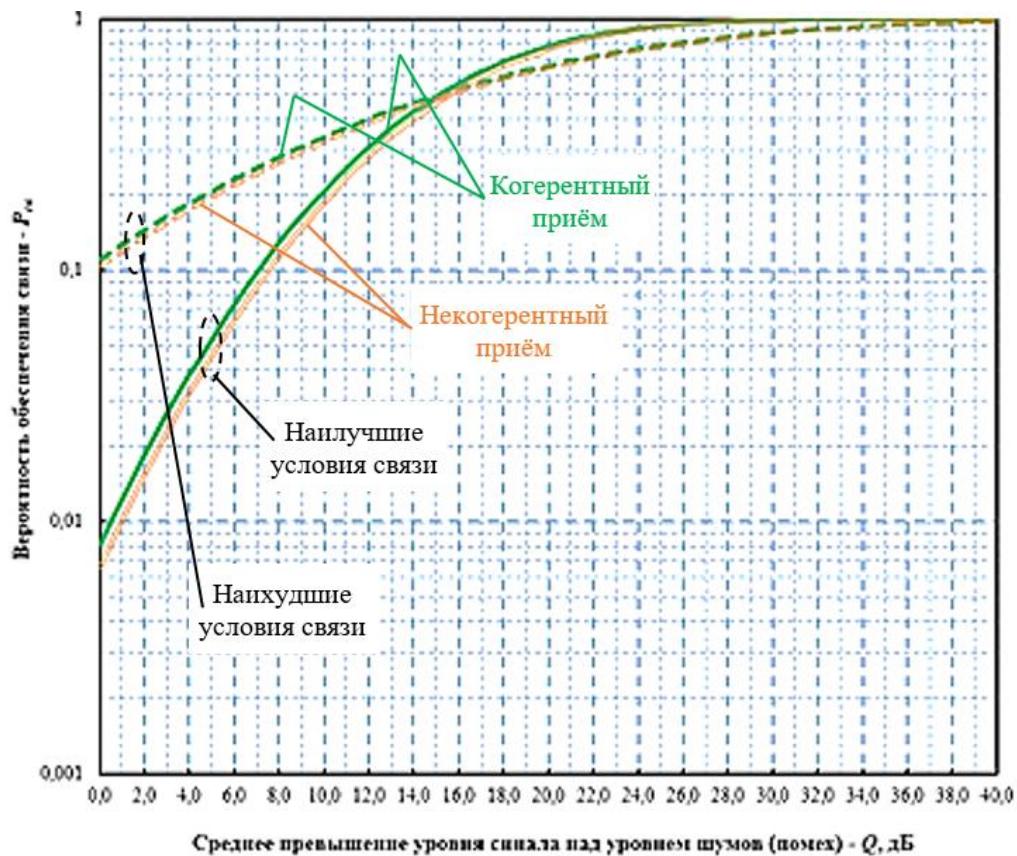


Рис. 1. Зависимости вероятностей обеспечения связи и своевременной передачи сообщений (данных) в ДКМВ каналах с постоянными параметрами при ОФМн-4

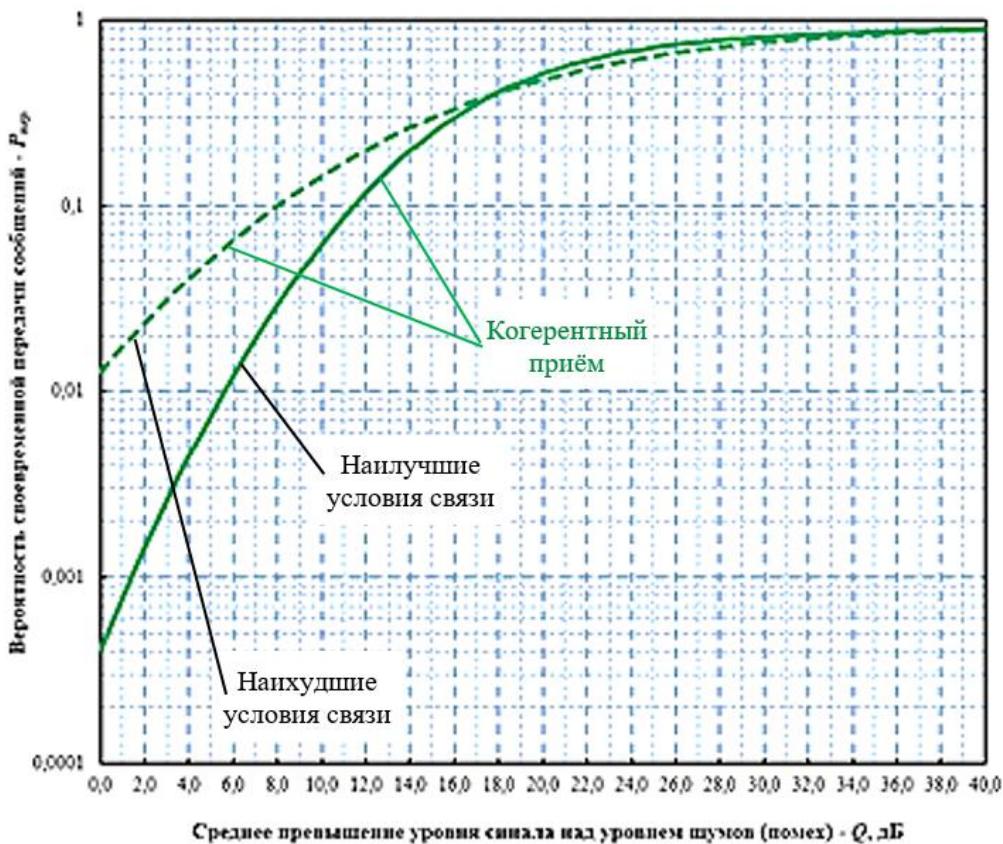
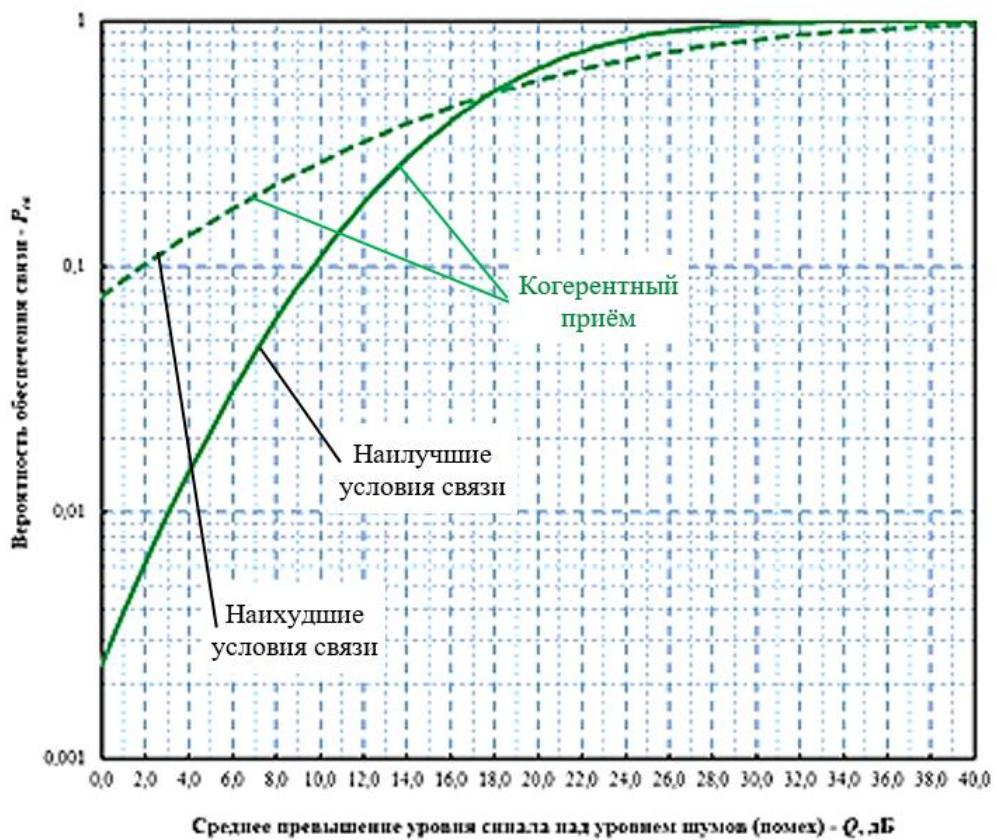


Рис. 2. Зависимости вероятностей обеспечения связи и своевременной передачи сообщений (данных) в ДКМВ каналах с постоянными параметрами при ФМн-8

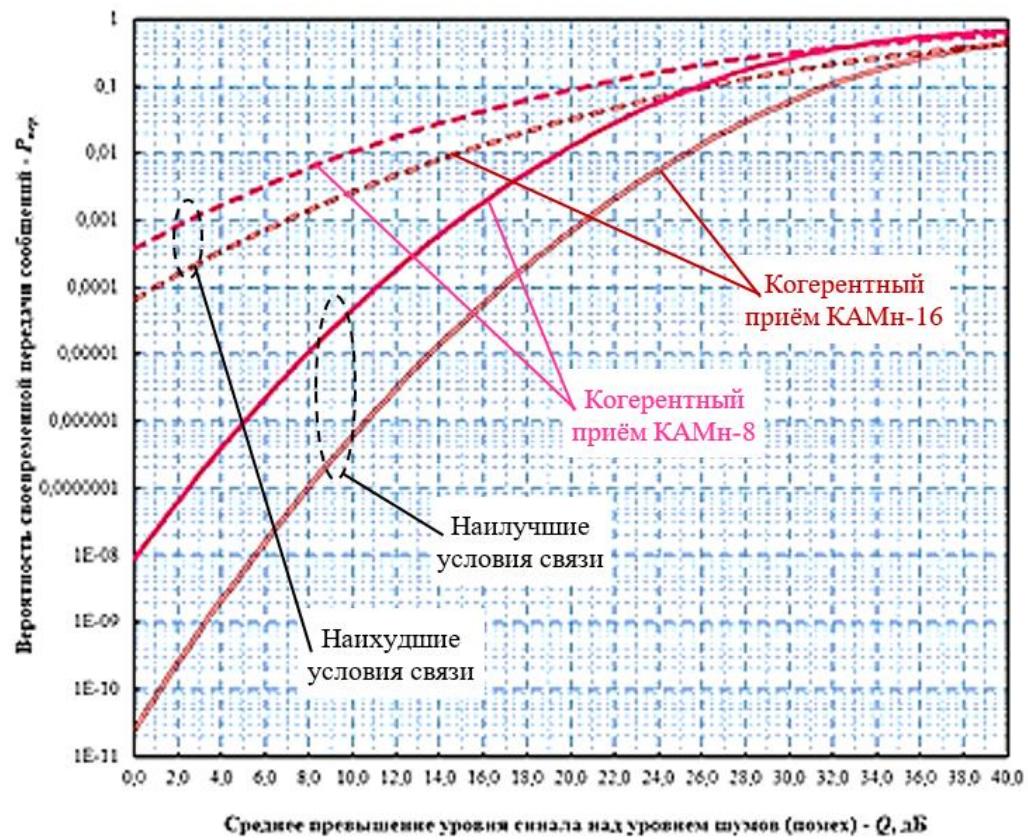
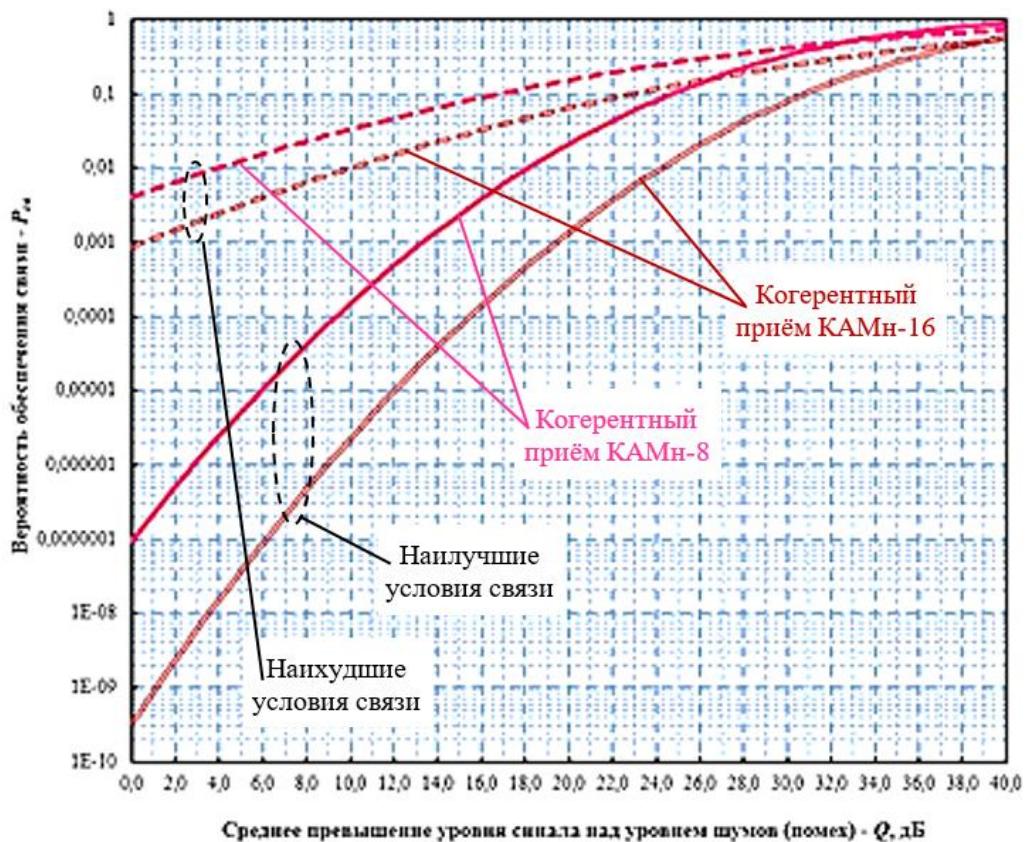


Рис. 3. Зависимости вероятностей обеспечения связи и своевременной передачи сообщений (данных) в ДКМВ каналах с постоянными параметрами при КАМн-8 и КАМн-16

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из результатов проведённой оценки следует, что качество передачи данных в ДКМВ каналах связи в значительной степени зависит от потенциальной помехоустойчивости используемых видов манипуляции. Для достижения приемлемого качества передачи данных в ДКМВ диапазоне необходимо обеспечить значительное превышение уровня сигнала над уровнем шумов (помех) на входе приёмника. При этом относительно приемлемые значения вероятностей обеспечения связи и своевременной передачи сообщений (данных) без применения помехоустойчивого кодирования могут быть достигнуты в случае превышении уровня сигнала над уровнем шумов (помех):

- для радиосигналов с ОФМн-4 и ФМн-8 выше 20...25 дБ;
- для радиосигналов с КАМн-8 и КАМн-16 выше 38...40 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Головин О.В., Простов С.П. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи. М.: Горячая линия – Телеком, 2006. - 598 с.
2. Березовский В.А., Дулькейт И.В., Савицкий О.К. Современная декаметровая радиосвязь: оборудование, системы и комплексы / Под ред. В.А. Березовского. М.: Радиотехника, 2011. - 444 с.
3. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Коржик В.И., Назаров М.В. Теория электрической связи: учебник для ВУЗов / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 1998. - 432 с.
4. Склляр Б. Цифровая связь: теоретические основы и практическое применение. / Склляр Б.; Гроза Е.Г. [и др.] (пер. с англ.). 2-е изд. М. [и др.]: Издательский дом «Вильямс», 2003. - 1104 с.
5. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д. Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.
6. Ермаков Е.К. Авиационные системы связи: учебник. Часть II. Системы и средства связи. Монино: ВВА им. Ю.А. Гагарина, 1992. - 284 с.
7. Дидрих В.Е., Шелковников М.А., Овсянников С.В. Методика комплексной оценки эффективности применения комплексов технических средств радиосвязи // Воздушно-космические силы. Теория и практика. 2024. №29. - С.103 – 117.
8. Средства связи и системы передачи данных BBC: учебник для слушателей и курсантов ВВУЗов BBC / Под ред. А.И. Величкина. М.: Издание ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1985. - 325 с.
9. Пукса Д.О., Романов Ю.В. Результаты трассовых испытаний высокоскоростного КВ-радиомодема разработки ОАО «ОНИИП» // Успехи современной радиоэлектроники. 2012. №11. - С. 19 - 25.

REFERENCES

1. Golovin O.V., Prostov S.P. Shortwave radio communication systems and devices. Moscow: Hotline – Telecom, 2006. - 598 p.
2. Berezovsky V.A., Dulkeit I.V., Savitsky O.K. Modern decameter radio communication: equipment, systems and complexes / Edited by V.A. Berezovsky. Moscow: Radio Engineering, 2011. - 444 p.
3. Ziuko A.G., Klovsky D.D., Korzhik V.I., Nazarov M.V. Theory of electrical communication: textbook for universities / Edited by D.D. Klovsky. Moscow: Radio and Communications, 1998. - 432 p.

4. Sklyar B. Digital communication: theoretical foundations and practical application. / Sklyar B.; Groza E.G. [et al.] (translated from English). 2nd ed. Moscow [et al.]: Williams Publishing House, 2003. - 1104 p.
5. Prokis D. Digital communications. Translated from English / Edited by D. D. Klovsky. Moscow: Radio and Communications, 2000. - 800 p.
6. Ermakov E.K. Aviation communication systems: textbook. Part II. Systems and means of communication. Monino: VVA named after Yu.A. Gagarin, 1992. - 284 p.
7. Didrikh V.E., Shelkovnikov M.A., Ovsyannikov S.V. Methodology of complex assessment of effectiveness of application of complexes of technical means of radio communication // Aerospace forces. Theory and practice. 2024. No. 29. - pp.103 – 117.
8. Air Force communications and data transmission systems: a textbook for students and cadets of the Air Force universities / Edited by A.I. Velichkin. Moscow: Edition of the Air Force named after prof. N.E. Zhukovsky, 1985. - 325 p.
9. Puksa D.O., Romanov Yu.V. Results of track tests of a high-speed HF radio modem developed by JSC ONIIP // Successes of modern radio electronics. 2012. No. 11. pp. 19-25.

НАКАПЛИВАЮЩИЙ СУММАТОР В СИНТЕЗАТОРАХ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗА ДЛЯ ЗАЩИЩЕННЫХ ИОТ-КАНАЛОВ

В.И. Петренко, М. П. Сутормин

ФГАОУ ВО «Северо-Кавказский федеральный университет», Ставрополь, Россия

Аннотация. В работе представлен энергоэффективный накапливающий сумматор, выполняющий операции по произвольному целочисленному модулю, что расширяет его применение в задачах цифровой обработки сигналов и криптографии. Устройство реализует алгоритм накапливающего суммирования, что позволяет генерировать псевдослучайные последовательности в синтезаторах частот для защищенных каналов связи. За счет замены трех сумматоров в прототипе на один ($n+1$)-разрядный сумматор и мультиплексор достигнуто снижение энергопотребления на 40–50% при сохранении быстродействия. Экспериментально подтверждена эффективность решения в Bluetooth Low Energy (BLE)-системах. Предложенная архитектура демонстрирует совместимость с IoT-устройствами, требующими малого энергопотребления и гибкости модуля, включая криптографические приложения.

Ключевые слова: накапливающий сумматор, произвольный модуль, IoT-устройства, синтезаторы частот, криптография, Bluetooth с низким энергопотреблением.

ACCUMULATIVE ADDER IN DIRECT DIGITAL SYNTHESIS SYNTHESIZERS FOR SECURE IOT-CHANNELS

V.I. Petrenko, M.P. Sutormin

NCFU "North Caucasus Federal University", Stavropol, Russia

Abstract. This paper presents an energy-efficient adder that performs operations on an arbitrary integer modulus, which expands its application in digital signal processing and cryptography. The device implements an accumulative summation algorithm, which allows generating pseudorandom sequences in frequency synthesizers for secure communication channels. Due to the replacement of three adders in the prototype by one ($n+1$)-digit adder and multiplexer the power consumption reduction by 40-50% is achieved while maintaining the performance. The effectiveness of the solution in Bluetooth Low Energy (BLE)-systems is experimentally confirmed. The proposed architecture demonstrates compatibility with IoT devices requiring low power consumption and module flexibility, including cryptographic applications.

Keywords: adder accumulator, random module, IoT devices, frequency synthesizers, cryptography, Bluetooth Low Energy.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные IoT-устройства стали неотъемлемой частью цифровой экосистемы, обеспечивая сбор, передачу и анализ данных в реальном времени. Однако их повсеместное внедрение сопровождается ростом киберугроз, включая перехват данных, подмену устройств и генерацию помех в каналах связи. Защита таких каналов требует не только криптографических методов, но и устойчивости физического уровня.

Актуальность данной проблемы обусловлена расширением мировой IoT-экосистемы, объем мирового рынка IoT-решений [1] для финансового сектора в 2024 году достиг \$43,37 млрд, увеличившись на 35% за год. Согласно исследованию Market Research Future [2], рост затрат в сегменте BFSI (банковское дело, финансовые услуги и

страхование) связан с активным внедрением интернета вещей (IoT) для оптимизации процессов и персонализации сервисов [3].

Однако расширение IoT-экосистемы обострило вопросы обеспечения информационной безопасности [4], особенно для устройств с ограниченными ресурсами, таких как решения на базе Bluetooth Low Energy (BLE). Несмотря на высокую энергоэффективность, BLE решения сталкиваются с проблемой обеспечения криптостойкости при передаче данных. Например, синтез частот [5] в защищенных каналах требует эффективных методов, но традиционные инструменты, часто не оптимальны из-за высокого энергопотребления и функциональных ограничений.

Глобальной проблемой IoT-устройств является обеспечение баланса между энергоэффективностью и безопасностью [4]. Анализ существующих решений показывает, что даже современные разработки в области BLE, такие как оптимизация протоколов передачи данных и методов шифрования, не решают до конца вопрос надежного синтеза частот. Например, классические накапливающие сумматоры либо требуют дополнительных ресурсов, либо уступают в скорости суммирования, создавая разрыв между теорией и практикой. Это особенно критично для BLE-устройств, где вычислительная мощность ограничена габаритными и энергетическими ресурсами.

Целью исследования является разработка энергоэффективного накапливающего сумматора для синтеза частот в защищенных BLE-каналах, сочетающего низкое энергопотребление с поддержкой операций по произвольному модулю. Это позволит повысить гибкость реализации криптографических алгоритмов, что особенно важно для IoT-устройств с их требованием к адаптивности.

2. ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ РЕШЕНИЙ

Криптографические методы защиты IoT-каналов связи

Защита данных в IoT-системах традиционно опирается на криптографические методы, обеспечивающие конфиденциальность, целостность и доступность. Симметричные алгоритмы шифрования [6], такие как AES, DES, ChaCha20, обеспечивают высокую скорость обработки данных, что критично для устройств с ограниченными ресурсами, но требуют безопасного распределения ключей. Асимметричные методы (ECC, RSA) [6] решают проблему управления ключами, однако их вычислительная сложность делает их неприменимыми в условиях низкой производительности IoT-устройств. Протоколы защиты, такие как TLS и DTLS, адаптируют механизмы шифрования для IP-сетей, но их реализация в IoT осложняется ограничениями по энергопотреблению и памяти. Легковесные алгоритмы [7] (например, PRESENT и Speck) оптимизированы для маломощных систем, но уступают в криптостойкости классическим решениям. Несмотря на прогресс, криптографические методы сталкиваются с уязвимостями к атакам через побочные каналы (анализ времени выполнения, энергопотребления), сложностью управления ключами в распределенных сетях и высокой энергозатратностью.

Технологии прямого цифрового синтеза (DDS)

DDS [8] предлагает альтернативный подход к защите IoT-каналов, действуя на физическом уровне передачи данных. Использование прямого цифрового синтеза позволяет генерировать аналоговые сигналы с цифровым управлением, обеспечивая точный контроль параметров сигнала — частоты, фазы и амплитуды. Процесс синтеза включает три этапа:

1. Аккумулятор фазы формирует цифровой код фазы с заданным шагом, определяющим выходную частоту.

2. Таблица частот преобразует фазовые коды в отсчёты сигнала (например, синусоиды).
3. Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) преобразует цифровые данные в аналоговый сигнал, который затем фильтруется для устранения искажений.

В защищенных системах DDS применяется для динамической перестройки частоты (Frequency Hopping) [9], спектрального расширения сигналов (DSSS) и генерации уникальных сигнатур устройств. Например, в медицинских имплантатах [10] DDS используется для передачи данных с частотной маскировкой, что предотвращает перехват сигнала. Интеграция DDS с протоколами вроде BLE усиливает безопасность беспроводной связи. BLE, будучи ключевым протоколом для IoT благодаря низкому энергопотреблению, часто использует шифрование AES-CCM, уязвимое к анализу трафика. DDS дополняет BLE, реализуя Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS) [9] для защиты от перехвата, генерируя псевдослучайные последовательности для маскировки данных и обеспечивая энергоэффективность, совместимую с требованиями BLE.

Накапливающие сумматоры в технологиях DDS

Центральным элементом DDS являются накапливающие сумматоры (аккумуляторы фазы) [11], управляющие генерацией сигнала через дискретное накопление фазовых приращений. Их высокая разрядность (32–64 бита) обеспечивает точность синтеза, а линейность фазы минимизирует искажения при модуляции. Эти сумматоры также связаны с криптографией: их используют для генерации псевдослучайных последовательностей, применяемых в качестве ключей или шумовых сигналов, а также интегрируют с алгоритмами шифрования для защиты фазовых кодов. Например, фазовые паттерны DDS могут шифроваться перед передачей и дешифроваться на приемной стороне. Однако их реализация требует учета уязвимостей к атакам через временные задержки или анализ энергопотребления.

Несмотря на преимущества, внедрение DDS и криптографии в IoT сопряжено с рядом сложностей. Высокое энергопотребление DDS-модулей и криптографических процессоров снижает срок службы батарей устройств. Сложность интеграции гибридных архитектур, совмещающих цифровую обработку сигналов и шифрование, ограничивает масштабируемость решений. Уязвимости физического уровня, такие как атаки на основе анализа электромагнитных излучений, требуют дополнительных мер защиты. В контексте BLE особые сложности возникают из-за ограниченной пропускной способности (до 2 Мбит/с), конфликтов между FHSS-механизмами DDS и динамической сменой частот в BLE, а также уязвимостей стека протоколов (например, атаки типа BlueBorne).

Итак, современные решения для защиты IoT-каналов сочетают криптографические методы, DDS-технологии и адаптацию протоколов типа BLE. Такая многоуровневая защита обеспечивает конфиденциальность и целостность данных, но сталкивается с техническими и алгоритмическими ограничениями.

3. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ БАЗА

Принципы работы накапливающих сумматоров

Классические накапливающие сумматоры [12], описанные в литературе, основаны на последовательном сложении входных данных с использованием модуля, кратного степени двойки ($P = 2^n$). Такие сумматоры широко применяются в цифровой обработке сигналов и синтезаторах частот благодаря простоте реализации: операция взятия по модулю 2^n выполняется автоматически через отбрасывание старших бит, что соответствует битовому сдвигу.

Классический алгоритм суммирования задается выражением:

$$S_i = (S_{i-1} + A_i) \bmod 2^n, \quad i = 1, 2, 3, \dots,$$

где S_i — результат на i -ом такте, $A_i \in \{0,1\}$ — входной бит.

На каждом такте входной бит A_i прибавляется к текущей сумме S_{i-1} .

Если результат превышает $2^n - 1$, происходит переполнение, и старшие биты отбрасываются.

Ограничениями классического подхода являются:

- жесткая привязка к $P = 2^n$. Невозможность использования произвольных модулей ограничивает гибкость в задачах, требующих нестандартных периодов (например, криптография или синтез частот с особыми требованиями);
- отсутствие масштабирования. Каждый входной бит добавляется без умножения на коэффициент, что снижает вариативность генерируемых последовательностей.

Алгоритм работы в виде блок-схемы

Алгоритм накапливающего суммирования по произвольному целому модулю P представлен блок-схемой на рисунке 1.

Начальное состояние S_0 задается в диапазоне $[0, P - 1]$. На каждом такте вычисляется $2S_{i-1} + A_i$. Если результат превышает P , то из него вычитается P , иначе результат сохраняется без изменений. Значение S_i передается на выход и становится S_{i-1} для следующего такта.

4. ПРОЦЕСС РАЗРАБОТКИ НАКАПЛИВАЮЩЕГО СУММАТОРА ПО ПРОИЗВОЛЬНОМУ МОДУЛЮ

Описание аппаратной реализации

Аппаратная реализация разработанного накапливающего сумматора [13] представлена на рисунке 2. Накапливающий сумматор для синтезаторов частот содержит $(n+1)$ -разрядный сумматор 1, n -разрядный мультиплексор 2, n -разрядный регистр 3, первый информационный вход 4, вторые информационные входы 5, вход переноса 6, тактовый вход 7, вход установки в начальное состояние 8 и информационные выходы 9. На первый информационный вход 4, последовательно, синхронно с тактовыми импульсами, подаваемыми на тактовый вход 7, подается последовательность чисел A_i , на вход переноса 6 подается сигнал логической единицы, на вторые информационные входы 5 подается код модуля в инверсном виде, вход установки в начальное состояние 8 служит для установки в начальное состояние устройства перед началом работы.

Разработанное техническое решение реализует способ накопительного суммирования чисел A_i по произвольному модулю P , который описывается рекуррентной формулой $S_i = (2S_{i-1} + A_i) \bmod P$ для $i = 1, 2, 3, \dots$, где S_i — значение суммы на выходе устройства на i -м такте, A_i — входное число (0 или 1) на i -м такте, а S_0 — начальное состояние устройства ($0 \leq S_0 \leq P - 1$), устанавливаемое до первого такта. На каждом такте i вычисляется промежуточная сумма $T_i = 2S_{i-1} + A_i$, после чего результат S_i определяется как T_i , если $T_i < P$, или $T_i - P$, если $T_i \geq P$, что эквивалентно операции взятия модуля: $S_i \equiv T_i \pmod{P}$.

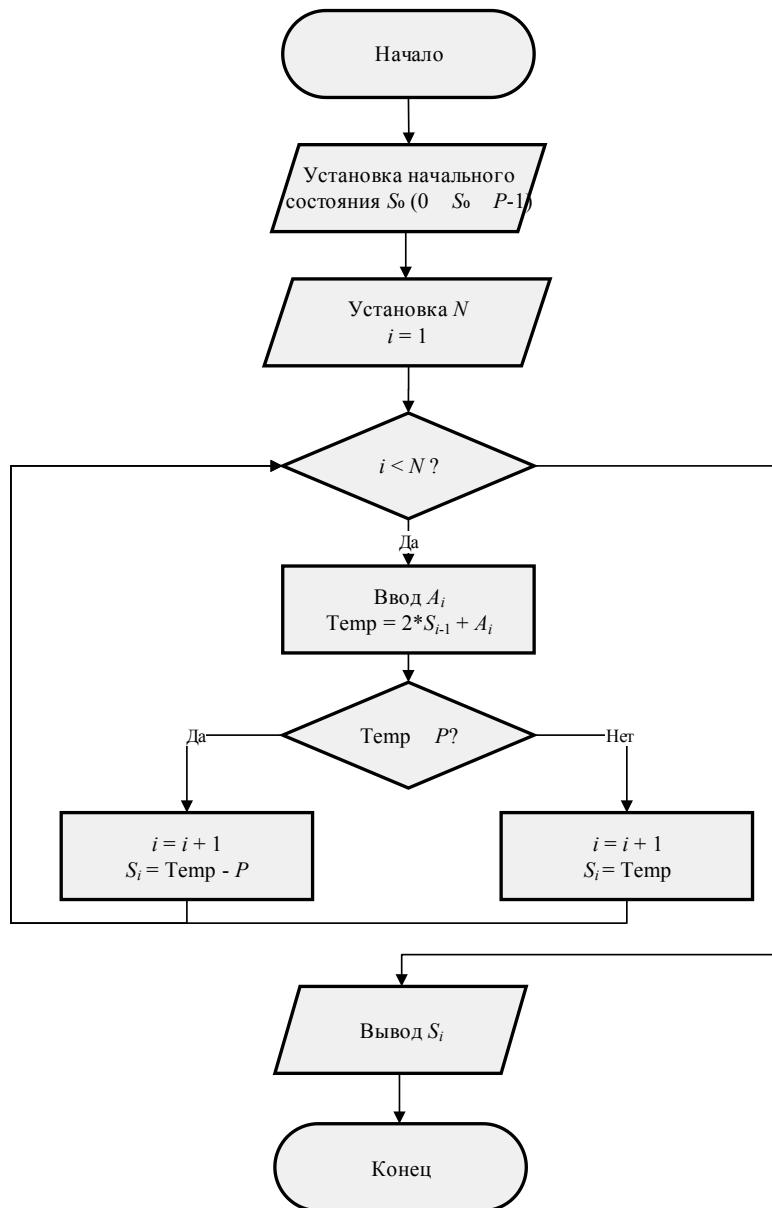


Рис. 1. Блок схема алгоритма накапливающего суммирования

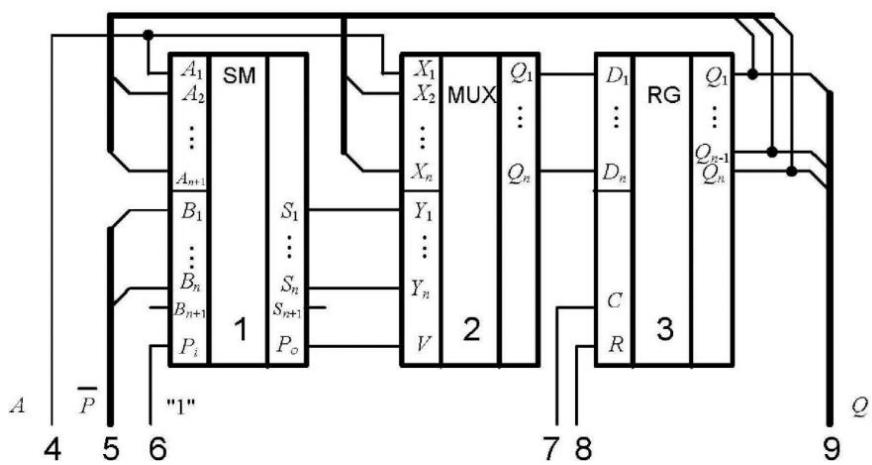


Рис. 2. Аппаратная реализация накапливающего сумматора

Реализация на языке Verilog

Язык Verilog, являясь одним из основных инструментов для проектирования цифровых устройств, позволяет описывать аппаратные компоненты на различных уровнях абстракции — от поведенческого до логического, что делает его оптимальным выбором для реализации накапливающего сумматора.

На рисунке 3 представлена программная реализация накапливающего сумматора, где ключевыми элементами являются параметры, регистры и блок синхронизации. Параметр WIDTH = 4 определяет разрядность данных (например, 4 бита позволяют представлять значения от 0000 до 1111), а параметр P = 7 задает модуль для выполнения арифметических операций. Устройство использует входные сигналы: тактовый (clk) для синхронизации, сброса (reset) для инициализации состояния и A_i (0 или 1) — входные данные, поступающие на каждом такте. Выход S_i отражает текущее значение накопленной суммы.

```
main_module.v
1 `timescale 1ns / 1ps
2 module accumulating_adder_binary #
3   parameter WIDTH = 4, // Разрядность (ширина) данных
4   parameter P = 7      // Модуль Р (в десятичной системе)
5   (
6     input wire clk,           // Тактовый сигнал
7     input wire reset,        // Сигнал сброса
8     input wire Ai,           // Входное значение (0 или 1)
9     output reg [WIDTH-1:0] Si // Выходное значение (накопленная сумма)
10   );
11
12   // Регистр для хранения текущего значения суммы
13   reg [WIDTH-1:0] current_sum;
14
15   always @(posedge clk or posedge reset) begin
16     if (reset) begin
17       // При сбросе устанавливаем начальное значение  $S_0 = 0$ 
18       current_sum <= 0;
19       Si <= 0;
20     end else begin
21       // Вычисляем новое значение суммы в двоичном виде
22       current_sum <= (current_sum << 1) + Ai; // Умножение на 2 и добавление  $A_i$ 
23       if (current_sum >= P) begin
24         current_sum <= current_sum - P; // Взятие по модулю Р
25       end
26       Si <= current_sum; // Обновляем выходное значение
27     end
28   end
29
30 endmodule
```

Рис. 3. Программная реализация на языке Verilog

Регистр current_sum разрядностью WIDTH хранит текущее состояние суммы S_i . Блок always, активируемый положительным фронтом clk или reset, управляет обновлением состояния: при reset = 1 регистры current_sum и S_i обнуляются, возвращая устройство в начальное состояние $S_0 = 0$. В рабочем режиме на каждом такте новое значение S_i вычисляется как $(2 \cdot S_{i-1} + A_i) \bmod P$, где умножение на 2 реализуется сдвигом разрядов current_sum на один в сторону старших, а сложение с A_i выполняется с последующим взятием остатка от деления на P .

Вычисление нового значения.

Если сброс не активен, выполняется следующая логика:

$\text{current_sum} \leq (\text{current_sum} \ll 1) + A_i$, то есть умножение текущей суммы на 2 (сдвиг влево) и добавление входного значения A_i . if ($\text{current_sum} \geq P$), то есть если результат превышает модуль P , выполняется операция взятия по модулю(вычитания). $\text{current_sum} \leq \text{current_sum} - P$. $S_i \leq \text{current_sum}$, значит, что обновляется выходное значение S_i .

Разработанный сумматор обеспечивает высокую энергоэффективность за счет минимизации компонентов (1 сумматор вместо 3) и поддерживает произвольный модуль P , что расширяет его применение в IoT-системах.

5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА

Экспериментальная проверка разработанного накапливающего сумматора проводилась с целью верификации корректности его работы и подтверждения поддержки произвольного модуля P . Для этого был разработан тестовый модуль на языке Verilog, интегрирующий основной блок сумматора и обеспечивающий генерацию входных данных, синхронизацию и анализ результатов.

Результаты работы тестирующего модуля следующие:

Cycle	0: $A_i = 0, S_i = 0000$ (decimal: 0)
Cycle	1: $A_i = 1, S_i = 0000$ (decimal: 0)
Cycle	2: $A_i = 1, S_i = 0001$ (decimal: 1)
Cycle	3: $A_i = 1, S_i = 0011$ (decimal: 3)
Cycle	4: $A_i = 1, S_i = 0111$ (decimal: 7)
Cycle	5: $A_i = 1, S_i = 0000$ (decimal: 0)
Cycle	6: $A_i = 1, S_i = 0001$ (decimal: 1)
Cycle	7: $A_i = 0, S_i = 0011$ (decimal: 3)
Cycle	8: $A_i = 1, S_i = 0110$ (decimal: 6)
Cycle	9: $A_i = 1, S_i = 1101$ (decimal: 13)

Симуляция работы приведена на рисунке 4.

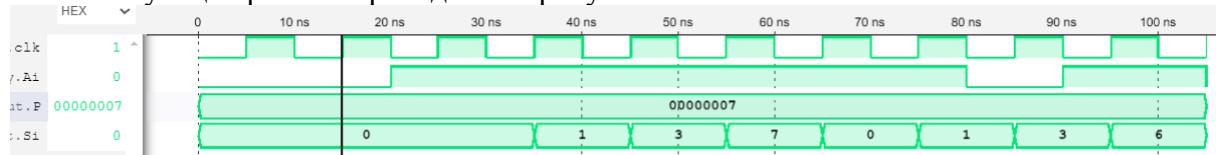


Рис. 4. Симуляция работы накапливающего сумматора

6. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

ПРИМЕНЕНИЕ НАКАПЛИВАЮЩЕГО СУММАТОРА В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ С АККУМУЛЯТОРОМ ФАЗЫ

Предложенный сумматор может быть интегрирован в синтезаторы прямого цифрового синтеза (ПЦС) [14] в качестве аккумулятора фазы для решения задач.

Генерация линейно нарастающей фазы ϕ_i осуществляется в соответствии с выражением:

$$\phi_i = (\phi_{i-1} + \Delta\phi) \bmod 2^n,$$

где $\Delta\phi$ — шаг фазы, определяющий выходную частоту $f_{\text{вых}} = \frac{\Delta\phi \cdot f_{\text{clk}}}{2^n}$.

Например, для $\Delta\phi = 1$, $n = 32$ и $f_{\text{clk}} = 50$ МГц достигается $f_{\text{вых}} = 0,01$ Гц, являющееся минимально возможным изменением выходной частоты. Чем меньше значение, тем точнее можно задать частоту. Использование произвольного P (включая простые числа) позволяет синтезировать нестандартные частоты для устойчивых алгоритмов шифрования.

Алгоритм суммирования по модулю P исключает периодические переполнения, характерные для классических аккумуляторов с $P = 2^n$.

СРАВНЕНИЕ С СУЩЕСТВУЮЩИМИ АНАЛОГАМИ

Сравнение предложенного решения с классическими аккумуляторами и прототипом [15] представлено в таблице 1.

Таблица 1. Сравнение накапливающих сумматоров

Параметр	Классический сумматор по модулю ($P = 2^n$)	Прототип (RU 2753594 C1)	Предложенный сумматор ($P = \text{any}$)
Разрешение по частоте	$\pm 1/(2^n)$	$\pm 1/(2^n)$	$\pm 1/P$ (адаптивное)
Энергопотребление	Высокое, 3 сумматора	Высокое, 3 сумматора	Низкое, 1 сумматор
Поддержка $P = \text{any}$	Нет	Нет	Да
Аппаратная сложность	1 сумматор + регистр	3 сумматора + мультиплексор	1 сумматор + мультиплексор
Применимость в криптографии	Нет	Нет	Да ($P = \text{простые числа}$)

Прототип накапливающего сумматора, использующий три сумматора, характеризуется высоким энергопотреблением и отсутствием поддержки произвольного модуля P , что ограничивает его применение в задачах, требующих гибкости настройки. Предложенное решение устраняет эти недостатки, замена трех сумматоров на один $(n+1)$ -разрядный сумматор снижает энергозатраты на 40–50%, а поддержка произвольного P позволяет реализовать операцию $S_i \equiv (2S_{i-1} + A_i) \bmod P$, где P может быть любым целым числом. Это критически важно для современных радиосистем (например, LoRaWAN, 5G), где требуется синтез частот с дробными коэффициентами деления.

Основным преимуществом разработанного сумматора является универсальность, поддержка произвольного модуля P расширяет функциональность устройства, делая его пригодным для IoT-систем с автономным питанием, где энергоэффективность и гибкость критичны. Упрощение схемы за счет сокращения числа сумматоров с трех до одного не только снижает энергопотребление, но и уменьшает сложность проектирования, улучшая надежность и упрощая интеграцию в микросхемы.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках исследования создан компактный накапливающий сумматор с расширенными функциональными возможностями. Устройство работает по произвольному модулю, включая нестандартные параметры (простые числа – не степени двойки), что делает его универсальным решением для криптографии. За счет упрощения архитектуры (использование одного $(n+1)$ -разрядного сумматора вместо трех) энергопотребление сократилось на 40–50%.

Практическая ценность сумматора проявляется в трёх ключевых направлениях:

- безопасность, интеграция в квантово-устойчивые алгоритмы на решетках и эллиптических кривых для IoT-устройств;
- энергоэффективность, использование в автономных датчиках, носимой электронике и промышленных системах с ограниченным питанием;
- гибкость, адаптация в синтезаторах частот для протоколов Zigbee, LoRaWAN и 5G NB-IoT с дробными коэффициентами деления.

Разработка открывает перспективы для создания энергоэффективных и безопасных IoT-систем, а её дальнейшее совершенствование усилит позиции российских решений на глобальном рынке беспроводных технологий.

ЛИТЕРАТУРА

1. Sarker I. H. [и др.]. Internet of things (iot) security intelligence: a comprehensive overview, machine learning solutions and research directions // Mobile Networks and Applications. 2023. № 1 (28). C. 296–312.
2. Internet of Things (IoT) in BFSI Market Size, Share Report, Growth 2034 [Электронный ресурс]. URL: <https://www.marketresearchfuture.com/reports/internet-of-things-in-bfsi-market-39115> (дата обращения: 02.03.2025).
3. Tosi J. [и др.]. Performance Evaluation of Bluetooth Low Energy: A Systematic Review // Sensors 2017, Vol. 17, Page 2898. 2017. № 12 (17). C. 2898.
4. Thabit F. [и др.]. Cryptography algorithms for enhancing IoT security // Internet of Things. 2023. (22). C. 100759.
5. Perodou A. [и др.]. Frequency Synthesis of Interconnected Homogeneous LTI Systems // IEEE Transactions on Automatic Control. 2024. № 3 (69). C. 1480–1491.
6. Simmons G. J. Symmetric and Asymmetric Encryption // ACM Comput. Surv. 1979. № 4 (11). C. 305–330.
7. Goyal T. K., Sahula V., Kumawat D. Energy Efficient Lightweight Cryptography Algorithms for IoT Devices // IETE Journal of Research. 2022. № 3 (68). C. 1722–1735.
8. Chenakin A. Microwave Frequency Synthesizers: A Tutorial // IEEE Microwave Magazine. 2023. № 7 (24). C. 29–40.
9. He M. [и др.]. Coherent Fast Frequency Hopping Doppler Local Oscillator Based on DDS // International Conference on Communication Technology Proceedings, ICCT. 2019. C. 1486–1490.
10. Rathore H. [и др.]. Multi-layer security scheme for implantable medical devices // Neural Computing and Applications. 2018. № 9 (32). C. 4347–4360.
11. Polikarovskiykh O. [и др.]. Comparative Study of DDS with Different Types of Phase Accumulators // Inventions. 2019. № 3 (4).
12. Тарабрин Б. В., С.В. Якубовски, Барканов Н. А. Тарабрин Б.В. Справочник по интегральным микросхемам // Б. В. Тарабрин, С.В. Якубовски, Н. А. Барканов, Под ред. Б.В. Тарабрина. - 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Энергия, 1981.
13. Петренко В. И. Патент RU 2785032 C1. Накапливающий сумматор для синтезаторов частот. Опубликован 02.12.2022 Бюл. № 34.
14. Тюрин В. А. Метод прямого цифрового синтеза в генераторах сигналов специальной формы SFG-2110 и АКИП-3410/3: учебно-методическое пособие Казань: Казанский федеральный университет, 2015.
15. Асосков А. Н. [и др.]. Патент RU 2753594 C1. Накапливающий сумматор для синтезаторов частот. Опубликован 18.08.2021 Бюл. № 23.

REFERENCES

1. Sarker I. H. [et al.]. Intelligent security of the Internet of Things (iot): a comprehensive overview, machine learning-based solutions, and research directions // Mobile Networks and Applications. 2023. № 1 (28). C. 296–312.
2. Internet of Things (IoT) in BFSI Market Size, Share Report, Growth 2034 [Electronic resource]. URL: <https://www.marketresearchfuture.com/reports/internet-of-things-in-bfsi-market-39115> (date of reference: 02.03.2025).

3. Tosi J. [et al]. Performance evaluation of Bluetooth Low Energy: A Systematic Review // Sensors 2017, Vol. 17, Page 2898. 2017. № 12 (17). C. 2898.
4. Thabit F. [et al.] Cryptographic algorithms to improve IoT security // Internet of Things. 2023. (22). C. 100759.
5. Perodou A. [et al.] Frequency synthesis of interconnected homogeneous LTI systems // IEEE Transactions on Automatic Control. 2024. № 3 (69). C. 1480-1491.
6. Simmons G. J. Symmetric and Asymmetric Encryption // ACM Comput. Surv. 1979. № 4 (11). C. 305-330.
7. Goyal T. K., Sahula V., Kumawat D. Energy efficient lightweight cryptography algorithms for IoT devices // IETE Journal of Research. 2022. № 3 (68). C. 1722-1735.
8. Chenakin A. Microwave Frequency Synthesizers: A Tutorial // IEEE Microwave Magazine. 2023. № 7 (24). C. 29-40.
9. He M. [et al.] Coherent Fast Frequency Hopping Doppler Local Oscillator Based on DDS // International Conference on Communication Technology Proceedings, ICCT. 2019. C. 1486-1490.
10. Rathore H. [et al.] A multi-level security scheme for implantable medical devices // Neural Computing and Applications. 2018. № 9 (32). C. 4347-4360.
11. Polikarovskikh O. [et al.] Comparative study of RDS with different types of phase storage devices // Inventions. 2019. № 3 (4).
12. Tarabrin B. V., S.V. Jakubowski, N.A. Barkanov. Tarabrin B.V. Reference book on integrated circuits // B.V. Tarabrin, S.V. Jakubowski, N.A. Barkanov, Edited by B.V. Tarabrin. - 2nd edition, revision and supplement. - M.: Energia, 1981.
13. Petrenko V. I. Patent RU 2785032 C1. Accumulating adder for frequency synthesisers. Published 02.12.2022 Bul. no. 34.
14. Tyurin V. A. Method of direct digital synthesis in SFG-2110 and AKIP-3410/3 special form signal generators: manual Kazan: Kazan Federal University, 2015.
15. Asoskov A. N. [et al.] Patent RU 2753594 C1. Accumulating adder for frequency synthesizers. Published on 18.08.2021 Bulletin No. 23.

ВЛИЯНИЕ МЕЛКОМАСШТАБНЫХ ВОЗМУЩЕНИЙ ИОНОСФЕРЫ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ Р-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

В. П. Пашинцев, П. А. Дильтан, Д. А. Белоконь, Е. М. Назаренко

Северо-Кавказский федеральный университет (СКФУ), Ставрополь, Россия

Аннотация. получены аналитические выражения для оценки зависимости пропускной способности канала спутниковой связи от отношения сигнал/шум на входе приемника, среднеквадратического отклонения мелкомасштабных флуктуаций полного электронного содержания ионосферы, несущей частоты в Р – диапазоне ($f_0=387$ МГц) и полосы спектра частот сигнала ($F=76,8$ кГц) при заданном угле наклона распространения радиоволн (θ).

Ключевые слова: канал спутниковой связи, пропускная способность, полоса когерентности, частотно-селективные замирания, межсимвольная интерференция, полное электронное содержание, мелкомасштабные неоднородности.

EFFECT OF SMALL-SCALE IONOSPHERIC PERTURBATIONS ON P-BAND SATELLITE BANDWIDTH

V. P. Pashintsev, P. A. Diptan, D. A. Belokon, E. M. Nazarenko

North Caucasus Federal University (NCFU), Stavropol, Russia.

Abstract. analytical expressions are obtained for estimation of dependence of satellite communication channel capacity on signal-to-noise ratio at receiver input, average-frequency deviation of small-scale fluctuations of total electron content of ionosphere, carrier frequency in P-band ($f_0 = 387$ MHz) and signal frequency spectrum band ($F = 76.8$ kHz) at specified angle of radio wave propagation inclination (θ).

Keywords: satellite link, throughput, bandwidth, coherence band, frequency selective fading, intersymbol interference, full electronic content, small-scale heterogeneities.

1. ВВЕДЕНИЕ

Мониторинг ионосферных мерцаний [1] принимаемых сигналов спутниковых глобальных навигационных систем показывает, что распространение радиоволн в канале спутниковой связи сопровождается рассеянием на мелкомасштабных неоднородностях ионосферы, появлением многолучевости и замираний принимаемых сигналов. По мере возрастания уровня диффузности ионосферы (т.е. интенсивности ее мелкомасштабных неоднородностей β) происходит возрастание глубины замираний и искажений принимаемых сигналов, снижение пропускной способности канала спутниковой связи.

В статье [2] разработан метод прогнозирования помехоустойчивости в спутниковых системах в условиях мелкомасштабных возмущений ионосферы на основе результатов GPS-мониторинга мелкомасштабных флуктуаций полного электронного содержания (ПЭС) ионосферы при произвольных углах возвышения трасс спутниковой связи и навигации. Однако исследование не выходит за пределы прогнозирования помехоустойчивости и не рассматривает влияние частотно-селективных замираний (ЧСЗ) и межсимвольной интерференции (МСИ) в каналах спутниковой связи на пропускную способность.

В статье [3] разработана методика оценки влияния мелкомасштабных флюктуаций ПЭС ионосферы на пропускную способность канала спутниковой связи, ограниченная рассмотрением случая возникновения только общих (гладких) замираний. Однако не учитывается сужение полосы когерентности (полосы пропускания, неискаженной передачи) F_k канала спутниковой связи. Если ширина спектра передаваемого сигнала (F) окажется больше F_k , то принимаемые сигналы будут подвержены искажениям из-за ЧСЗ и МСИ, что приведет к снижению пропускной способности канала спутниковой связи. Также не учитывается угол наклона распространения радиоволн (θ) через ионосферу, увеличение которого приводит к возрастанию глубины общих замираний принимаемых сигналов спутниковой связи и степени их ЧСЗ и МСИ.

В статье [4] разработана методика прогнозирования пропускной способности канала спутниковой связи при мелкомасштабных возмущениях ионосферы и возникновении частотно-селективных замираний и межсимвольной интерференции. Получена зависимость $C = \psi(\bar{h}^2, f_0, F, \sigma_{\Delta N_T}, \theta)$ пропускной способности канала спутниковой связи с ЧСЗ и МСИ относительно случая отсутствия замираний от отношения сигнал/шум (C/I) (\bar{h}^2) на входе приемника, несущей частоты (f_0) и ширины спектра передаваемого сигнала (F), среднеквадратического отклонения (СКО) мелкомасштабных флюктуаций ПЭС ($\sigma_{\Delta N_T}$) ионосферы и угла наклона распространения радиоволн (θ). Однако не рассмотрена динамика изменения угла наклона распространения радиоволн.

Целью доклада является оценка влияния мелкомасштабных возмущений ионосферы на пропускную способность канала спутниковой связи P -диапазона частот.

Требуемым результатом является оценка зависимости $C = \psi(\bar{h}^2, f_0, F, \sigma_{\Delta N_T}, \theta)$ пропускной способности канала спутниковой связи с ЧСЗ и МСИ от отношения С/Ш на входе приемника при заданной несущей частоте и ширине спектра передаваемого сигнала, при изменении СКО мелкомасштабных флюктуаций ПЭС ионосферы, угла наклона распространения радиоволн.

Представленная работа является развитием исследований авторов [1-7].

2. АНАЛИЗ УСЛОВИЙ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ ЗАМИРАНИЙ И МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ И ИХ ВЛИЯНИЕ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

Условия возникновения ЧСЗ и МСИ в канале спутниковой связи и их влияние на помехоустойчивость канала спутниковой связи рассмотрены в [5]. Анализ влияния мелкомасштабных флюктуаций ПЭС ионосферы на глубину замираний принимаемых сигналов в ССС показывает, что на несущих частотах $f_0 < 7$ ГГц (P, L, S и C диапазонов частот) могут возникать как общие (гладкие) замирания, так и ЧСЗ при использовании широкополосных сигналов, а также ЧСЗ и МСИ одновременно при передаче простых сигналов с высокой скоростью.

На рисунке 1 показан процесс распространения радиоволн с несущей частотой f_0 от космического аппарата (KA) системы спутниковой связи (CCS) до приемника ССС через мелкомасштабное ионосферное образование ($МИО$) и возникновения замираний принимаемых сигналов [5].

Напомним, что для случая наклонного распространения радиоволн величина СКО флюктуаций фазового фронта выходной волны σ_φ зависит от СКО мелкомасштабных флюктуаций ПЭС ионосферы $\sigma_{\Delta N_T}$, угла наклона распространения радиоволн θ (здесь и далее в статье будем рассматривать наклонное СКО ПЭС $\sigma_{\Delta N_T}(\theta) = \sigma_{\Delta N_T} \sec \theta$) и несущей

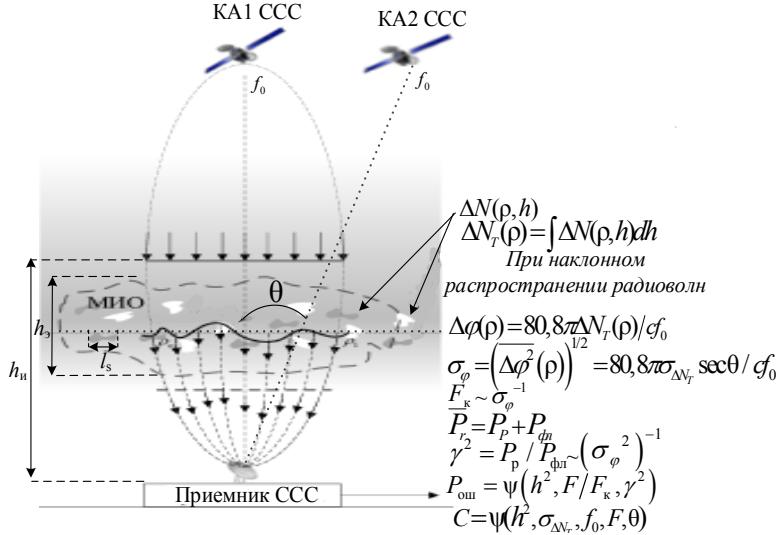


Рис. 1. Процесс возникновения ионосферных замираний при распространении радиоволн в CCC

частоты f_0 сигнала как [5]

$$\sigma_\phi = \left(\overline{\Delta\phi^2}(\rho) \right)^{1/2} = 80,8\pi\sigma_{\Delta N_T}(\theta) / cf_0 = 80,8\pi\sigma_{\Delta N_T} \sec\theta / cf_0, [\text{рад}], \quad (1)$$

где $\Delta\phi(\rho)$ – флюктуации (искажения) фазового фронта выходной волны, обусловленные мелкомасштабными флюктуациями интегральной электронной концентрации $\Delta N_T(\rho) = \int \Delta N(\rho, h) dh$ ионосфера, c – скорость света [м/с]. Входящая в (1) величина СКО мелкомасштабных флюктуаций ПЭС ионосферы определяется как [5]

$$\sigma_{\Delta N_T} = \left(\overline{\Delta N_T^2}(\rho) \right)^{1/2} = \left(\pi^{1/2} l_s h_3 \sigma_{\Delta N}^2 \right)^{1/2} = \left(\pi^{1/2} l_s h_3 \right)^{1/2} \sigma_{\Delta N}, [\text{м}^{-2}] \quad (1a)$$

где l_s – характерный (средний) размер мелкомасштабных неоднородностей ионосферы [м], h_3 – эквивалентная толщина ионосферы [м], $\sigma_{\Delta N} = \left(\overline{\Delta N^2}(\rho, h) \right)^{1/2}$ – максимальное значение СКО мелкомасштабных флюктуаций электронной концентрации в неоднородностях ионосферы.

Параметр распределения Райса, который характеризует глубину общих (неселективных) замираний сигнала на входе приемника CCC, определяется через величину СКО флюктуаций фазового фронта выходной волны (σ_ϕ) как [5]

$$\gamma^2 = P_p / P_{\Phi\Lambda} = \left(\exp(\sigma_\phi^2) - 1 \right)^{-1} = \left(\exp(80,8\pi\sigma_{\Delta N_T} \sec\theta / cf_0)^2 - 1 \right)^{-1}. \quad (2)$$

Полоса когерентности замираний в спутниковом канале (F_k), как и параметр глубины замираний γ^2 , зависит от несущей частоты (f_0), СКО флюктуаций фазового фронта выходной волны (σ_ϕ) и определяется как [5]

$$F_k = \frac{f_0}{\sqrt{\pi}\sigma_\phi \left(1 + d_1^2 / 2 \right)^{1/2}} = \frac{f_0^2}{80,8\pi\sqrt{\pi}\sigma_{\Delta N_T} \sec\theta \left(1 + d_1^2 / 2 \right)^{1/2}}, [\text{Гц}]. \quad (3)$$

Здесь d_1^2 – коэффициент, характеризующий нарастание дифракционных эффектов во фронте волны по мере ее распространения внутри и за ионосферным слоем,

$$d_1^2 = \frac{(3h_i^2 - 3h_i h_3 + h_3^2)c^2 \sec^2\theta}{192\pi^2 f_0^2 l_s^4},$$

где h_i – расстояние от верхней границы ионосферы до точки приема [м].

Согласно (1-3) возмущения ионосферы, сопровождаемые увеличением СКО мелкомасштабных флюктуаций ПЭС ионосферы $\sigma_{\Delta N_T}$, приводят к увеличению СКО флюктуаций фазового фронта выходной волны $\sigma_\varphi \sim \sigma_{\Delta N_T} \sec \theta / f_0$, которые приводят к уменьшению параметра распределения Райса и полосы когерентности:

$$\gamma^2 \sim (\sigma_\varphi^2)^{-1} \sim (f_0 / \sigma_{\Delta N_T} \sec \theta)^2; \quad F_k \sim (\sigma_\varphi)^{-1} \sim f_0^2 / \sigma_{\Delta N_T} \sec \theta.$$

Известно [5], что для простых (с базой $B_s = T_s F = 1$) двоичных сигналов (например, BFSK) скорость передачи зависит только от длительности передаваемого сигнала: $R = 1/T_s$ [бит/с]. Ширина спектра передаваемого простого сигнала $F = 1/T_s$ [Гц] численно равна скорости передачи (F [Гц] = $1/T_s = R$ [бит/с]). При возмущениях ионосферы из-за сужения полосы когерентности трансионосферного канала связи F_k возрастает степень ЧСЗ принимаемого простого сигнала (т.е. отношение F/F_k) и степень МСИ ($1/T_s F_k = R/F_k$).

Согласно [5] при передаче по трансионосферному каналу спутниковой связи с ограниченной полосой частот $F_k \leq 100$ кГц простых сигналов ($B_s = T_s F = 1$) с высокой скоростью ($R = 1/T_s > 100$ кБод) условия возникновения ЧСЗ и МСИ выполняются одновременно: $F/F_k = 1/T_s F_k > 1$.

Поскольку ЧСЗ сопровождаются искажением формы огибающей принимаемых сигналов, то на выходе схемы их обработки появляются энергетические потери ($\eta_q \leq 1$). Это эквивалентно уменьшению среднего отношения С/Ш на входе приемника ($\bar{h}^2 \eta_q \leq \bar{h}^2$) и приводит к увеличению вероятности ошибочного приема сигналов $P_{\text{ош}}$ при $\bar{h}^2 = \text{const}$. Аналогично МСИ (т.е. наложение сигналов, соответствующих соседним символам 1 и 0 передаваемых сообщений) приводит к увеличению вероятности ошибочного приема сигналов $P_{\text{ош}}$ из-за межсимвольных энергетические потерь ($\eta_m \geq 0$).

Зависимость коэффициентов энергетических потерь при некогерентной обработке простых сигналов в каналах спутниковой связи от степени их ЧСЗ (F/F_k) и МСИ ($1/T_s F_k = F/F_k$) описывается выражениями [5]:

$$\eta_q = \left[1 + \frac{1}{2\pi^2} \left(\frac{F}{F_k} \right)^2 \right] \operatorname{erf} \left(\frac{\pi F_k}{F} \right) - \frac{1}{\pi \sqrt{\pi}} \left(\frac{F}{F_k} \right) \left\{ 2 - \exp \left[- \left(\frac{\pi F_k}{F} \right)^2 \right] \right\} \leq 1 \quad (4)$$

$$\eta_m = \frac{1}{2\pi^2} \left(\frac{1}{T_s F_k} \right)^2 \operatorname{erf} \left(\pi T_s F_k \right) - \frac{1}{\pi \sqrt{\pi}} \left(\frac{1}{T_s F_k} \right) \exp \left[- \left(\pi T_s F_k \right)^2 \right] \geq 0 \quad (5)$$

где $\operatorname{erf}(x) = (2/\sqrt{\pi}) \int_0^x \exp(-y^2) dy$ – интеграл вероятностей, а полоса когерентности замираний описывается зависимостью (3) $F_k \sim f_0^2 / \sigma_{\Delta N_T} \sec \theta$.

В соответствии с выражениями (3-5) коэффициенты энергетических потерь при обработке сигналов в каналах спутниковой связи зависят от ширины спектра частот (F) и несущей частоты (f_0) передаваемого сигнала, СКО мелкомасштабных флюктуаций ПЭС ионосферы ($\sigma_{\Delta N_T}$) и угла наклона распространения радиоволн (θ):

$$\{\eta_q; \eta_m\} = \psi(F/F_k) = \psi(F, f_0, \sigma_{\Delta N_T}, \theta).$$

Вероятность ошибочного приема сигналов в канале спутниковой связи с одновременным проявлением ЧСЗ и МСИ определяется для случая передачи различных комбинаций трех символов $a1c$ (т.е. 010, 011, 110, 111) как вероятность ошибочного различия центрального символа 1 в виде [5]

$$P_{\text{ош}} = 0,25(P_{111} + P_{110} + P_{011} + P_{010}), \quad (6)$$

где парциальные вероятности ошибки P_{alc} зависят от парциальных отношений С/Ш на выходе некогерентной схемы обработки W_{alc} :

$$P_{alc}(W_{alc}) = \frac{\gamma^2 + 1}{W_{alc} + 2(\gamma^2 + 1)} \exp\left(-\frac{\gamma^2 W_{alc}}{W_{alc} + 2(\gamma^2 + 1)}\right). \quad (7)$$

В выражении (7) параметр Райса определяется согласно (2), а парциальные отношения С/Ш $W_{alc} = \psi(\bar{h}^2, \eta_q, \eta_m)$ зависят от среднего отношения С/Ш на входе схемы обработки (\bar{h}^2) и коэффициентов (4, 5) энергетических потерь при обработке сигналов из-за ЧСЗ ($\eta_q \leq 1$) и МСИ ($\eta_m \geq 0$) согласно выражениям [5]:

$$W_{111} = \bar{h}^2 \eta_q; \quad W_{010} = \frac{\bar{h}^2 \eta_q - 2\bar{h}^2 \eta_m}{1 + 2\bar{h}^2 \eta_m}; \quad W_{011} = W_{110} = \frac{\bar{h}^2 \eta_q - \bar{h}^2 \eta_m}{1 + \bar{h}^2 \eta_m}. \quad (7a)$$

В соответствии с выражениями (3-7) вероятность ошибочного приема сигналов в каналах спутниковой связи зависит от среднего отношения С/Ш на входе схемы обработки (\bar{h}^2), ширины спектра частот (F) и несущей частоты (f_0) передаваемого сигнала, СКО мелкомасштабных флюктуаций ПЭС ионосферы ($\sigma_{\Delta N_T}$) и угла наклона распространения радиоволн (θ):

$$P_{\text{ош}} = \psi(W_{alc}, \gamma^2) = \psi(\bar{h}^2, F/F_k, \gamma^2) = \psi(\bar{h}^2, F, f_0, \sigma_{\Delta N_T}, \theta).$$

В свою очередь, вероятность ошибочного приема сигналов $P_{\text{ош}}$ существенно влияет на пропускную способность канала связи $C = \psi(P_{\text{ош}}, F)$ с полосой пропускания, соответствующей ширине спектра (F) передаваемого сигнала [3, 4]

$$C = F(1 + P_{\text{ош}} \log_2 P_{\text{ош}} + (1 - P_{\text{ош}}) \log_2 (1 - P_{\text{ош}})). \quad (8)$$

Анализ выражений (1-8) указывает на наличие следующей зависимости: возмущения ионосферы, сопровождаемые увеличением СКО мелкомасштабных флюктуаций ПЭС ионосферы ($\sigma_{\Delta N_T}$), приводят к увеличению СКО флюктуаций фазового фронта выходной волны (σ_ϕ), уменьшению параметра распределения райсовских замираний (γ^2) принимаемого сигнала, сужению полосы когерентности (F_k) спутникового канала связи, увеличению вероятности ошибочного приема сигналов ($P_{\text{ош}}$), уменьшению пропускной способности канала связи (C).

Отсюда следует, что при выполнении условия возникновения ЧСЗ и МСИ $F/F_k = 1/T_s F_k > 1$ пропускная способность канала спутниковой связи через функциональные зависимости (2) $\gamma^2 = \psi(\sigma_{\Delta N_T}, f_0, \theta)$, (37) $P_{\text{ош}} = \psi(\bar{h}^2, F, f_0, \sigma_{\Delta N_T}, \theta)$ и (8)

$C = \psi(P_{\text{ош}}, F)$ зависит от среднего отношения С/Ш на входе приемника (\bar{h}^2), несущей частоты (f_0) и ширины спектра частот передаваемого сигнала (F), СКО мелкомасштабных флюктуаций ПЭС ионосферы ($\sigma_{\Delta N_T}$) и угла наклона распространения радиоволн (θ): $C = \psi(\bar{h}^2, f_0, F, \sigma_{\Delta N_T}, \theta)$

3. МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЗАВИСИМОСТИ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ КАНАЛА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ОТ МЕЛКОМАШТАБНЫХ ФЛЮКТУАЦИЙ ПОЛНОГО ЭЛЕКТРОННОГО СОДЕРЖАНИЯ ИОНОСФЕРЫ

Разработанная методика [4] оценки является развитием работы [3] в направлении учета сужения полосы когерентности спутникового канала связи при возмущениях ионосферы, сопровождаемых возрастанием СКО мелкомасштабных флюктуаций ПЭС, которые вызывают ЧСЗ и МСИ принимаемых сигналов. Включает следующие этапы:

1. Задаются исходные данные об интервалах приращений варьируемых параметров: $\sigma_{\Delta N_T}, f_0, F, R, \bar{h^2}, \theta$.

2. Определяется СКО флуктуаций фазового фронта волны с несущей частотой f_0 на выходе ионосферного слоя $\sigma_\phi = \psi(\sigma_{\Delta N_T}, f_0, \theta)$ согласно выражению (1).

3. Определяется параметр распределения райсовских замираний принимаемых сигналов через величину СКО флуктуаций фазового фронта выходной волны (1) согласно выражению (2) $\gamma^2 = \psi(\sigma_\phi^2)^{-1} = \psi(\sigma_{\Delta N_T}, f_0, \theta)$.

4. Определяется полоса когерентности спутникового канала согласно выражению (3) $F_k = \psi(\sigma_\phi^{-1}, f_0) = \psi(\sigma_{\Delta N_T}, f_0, \theta)$ и отношение F/F_k ширины спектра передаваемого сигнала к полосе когерентности замираний (т.е. степень ЧСЗ).

5. Определяются коэффициенты энергетических потерь при обработке сигналов из-за ЧСЗ ($\eta_q \leq 1$) и МСИ ($\eta_m \geq 0$) согласно выражениям (4, 5): $\{\eta_q, \eta_m\} = \psi(F/F_k)$.

6. Определяется вероятность ошибочного приема сигналов согласно выражениям (6, 7) $P_{\text{ош}} = \psi(\bar{h^2}, F/F_k, \gamma^2) = \psi(\bar{h^2}, F, f_0, \sigma_{\Delta N_T}, \theta)$.

7. Определяется пропускная способность спутникового канала связи с полосой частот F , зависящая от вероятности ошибочного приема сигналов с ЧСЗ и МСИ $P_{\text{ош}} = \psi(\bar{h^2}, F, f_0, \sigma_{\Delta N_T}, \theta)$ согласно зависимости (8) $C = \psi(P_{\text{ош}}, F)$ как

$$C = F \left(1 + P_{\text{ош}}(\bar{h^2}, F, f_0, \sigma_{\Delta N_T}, \theta) \log_2 P_{\text{ош}}(\bar{h^2}, F, f_0, \sigma_{\Delta N_T}, \theta) + \right. \\ \left. + (1 - P_{\text{ош}}(\bar{h^2}, F, f_0, \sigma_{\Delta N_T}, \theta)) \log_2 (1 - P_{\text{ош}}(\bar{h^2}, F, f_0, \sigma_{\Delta N_T}, \theta)) \right). \quad (9)$$

Таким образом, разработана методика, позволяющая на основе аналитических выражений (2) $\gamma^2 = \psi(\sigma_{\Delta N_T}, \theta, f_0)$, (7) $P_{\text{ош}} = \psi(\bar{h^2}, f_0, F, \sigma_{\Delta N_T}, \theta)$ и (8) $C = \psi(P_{\text{ош}}, F)$ получить требуемую зависимость (9) $C = \psi(\bar{h^2}, f_0, F, \sigma_{\Delta N_T}, \theta)$ пропускной способности канала спутниковой связи от отношения С/Ш на входе приемника, несущей частоты и ширины спектра передаваемого сигнала, СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы и угла наклона распространения радиоволн.

4. ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ МЕЛКОМАСШТАБНЫХ ВОЗМУЩЕНИЙ ИОНОСФЕРЫ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛА СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ Р-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

На основе разработанной методики [4] выполним оценку влияния мелкомасштабных возмущений ионосферы на пропускную способность канала спутниковой связи Р-диапазона частот при различных углах распространения радиоволн.

Обоснование и конкретизация варьируемых параметров ($\sigma_{\Delta N_T}, f_0, F, \theta$):

- обоснование интервала приращения СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы $\sigma_{\Delta N_T}(\theta)$ при наклонном распространении радиоволн. В [7] обоснованы интервалы приращений максимальных значений СКО мелкомасштабных флуктуаций электронной концентрации $\sigma_{\Delta N}$ при нормальном состоянии ионосферы и ее естественных и искусственных возмущениях. В [5] обоснованы соответствующие $\sigma_{\Delta N}$ приращения СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы при вертикальном

распространении радиоволн (1а) $\sigma_{\Delta N_T} = \left(\pi^{1/2} l_s h_3 \right)^{1/2} \sigma_{\Delta N}$, рассчитанные при $h_3=5 \cdot 10^5$ м, $l_s=400$ м. В таблице 1 для различных состояний ионосферы приведены значения СКО мелкомасштабных флюктуаций ПЭС ионосферы при наклонном распространении радиоволн $\sigma_{\Delta N_T}(\theta) = \sigma_{\Delta N_T} \sec \theta$ под углом θ .

Таблица 1. СКО флюктуаций ПЭС при различных состояниях ионосферы

Состояния и параметры неоднородной ионосферы	Нормальная (невозмущенная) ионосфера (<i>НИ</i>), день	Естественные возмущения ионосферы (<i>ЕВИ</i>)	Слабые искусственные возмущения ионосферы (<i>ИВИ</i>)	Сильные искусственные возмущения ионосферы (<i>СИВИ</i>)
вертикальное СКО ПЭС $\sigma_{\Delta N_T}(\theta) [\text{м}^{-2}]$, $\theta=0^\circ$	$7,9 \cdot 10^{13}$	$9,5 \cdot 10^{14}$	$9,5 \cdot 10^{16}$	$9,5 \cdot 10^{17}$
наклонное СКО ПЭС $\sigma_{\Delta N_T}(\theta) [\text{м}^{-2}]$, $\theta=60^\circ$	$1,6 \cdot 10^{14}$	$1,9 \cdot 10^{15}$	$1,9 \cdot 10^{17}$	$1,9 \cdot 10^{18}$

Заметим, что фактические значения наклонного СКО мелкомасштабных флюктуаций ПЭС ионосферы $\sigma_{\Delta N_T}(\theta)$ могут быть получены комплексом прогнозирования помехоустойчивости ССС на основе GPS-зондирования ионосферы [6,7];

- выбор несущей частоты в ССС. В качестве примера будем рассматривать несущую частоту $f_0=387$ МГц (в Р – диапазоне), которая входит в диапазон рабочих частот ССС Гонец–Д1М;

- выбор ширины спектра частот сигналов ССС. При проведении расчетов рассматривалась наибольшая полоса частот каналов для абонентских терминалов ССС Гонец–Д1М: $F=76,8$ кГц;

- выбор угла наклона распространения радиоволн θ . При проведении расчетов использовался угол наклона $\theta=0^\circ, 60^\circ$.

Результаты. Согласно выражению (9) определяется (рисунок 2) зависимость $C = \psi(h^2, f_0, F, \sigma_{\Delta N_T}(\theta))$ пропускной способности спутникового канала связи с ЧСЗ и МСИ от отношения С/Ш на входе приемника ССС $\overline{h^2} = h^2 = 10^{-1} \dots 10^4$ при значениях частотных параметров сигналов ($f_0=387$ МГц; $F=76,8$ кГц) и различных состояниях $\sigma_{\Delta N_T}(\theta)$ ионосферы: 1 – НИ; 2 – ЕВИ; 3 – ИВИ; 4 – СИВИ (см. таблицу 1). Пунктирными линиями на рисунке 2 показаны графики зависимости пропускной способности канала связи без замираний от входного отношения С/Ш $\overline{h^2} = h^2$: $C_{\text{бз}} = \psi(P_{\text{вш}}(h^2))$, где $P_{\text{вш}}(h^2) = 0,5 \exp(-0,5h^2)$.

Анализ рисунков 2а, 2б показывает, что при несущей частоте $f_0=387$ МГц в условиях НИ (графики 1) пропускная способность канала спутниковой связи соответствует случаю неглубоких райсовских замираний ($\gamma^2=8$). При ЕВИ (графики 2) пропускная способность соответствует случаю возникновения релеевских замираний ($\gamma^2 \approx 0$).

При ИВИ (графики 3) (см. рисунок 2б) пропускная способность канала спутниковой связи немного снижается по сравнению со случаем релеевских замираний, поскольку появляются признаки выполнения условия возникновения ЧСЗ и МСИ (т.к. $F_k=530,3$ кГц и $F/F_k=0,145$).

При СИВИ (графики 4) (см. рисунок 2б) выполняются условия возникновения ЧСЗ и МСИ (поскольку $F_k=53,03$ кГц и $F/F_k=1,448$). Поэтому пропускная способность

канала спутниковой связи существенно снижается по сравнению со случаем релеевских замираний.

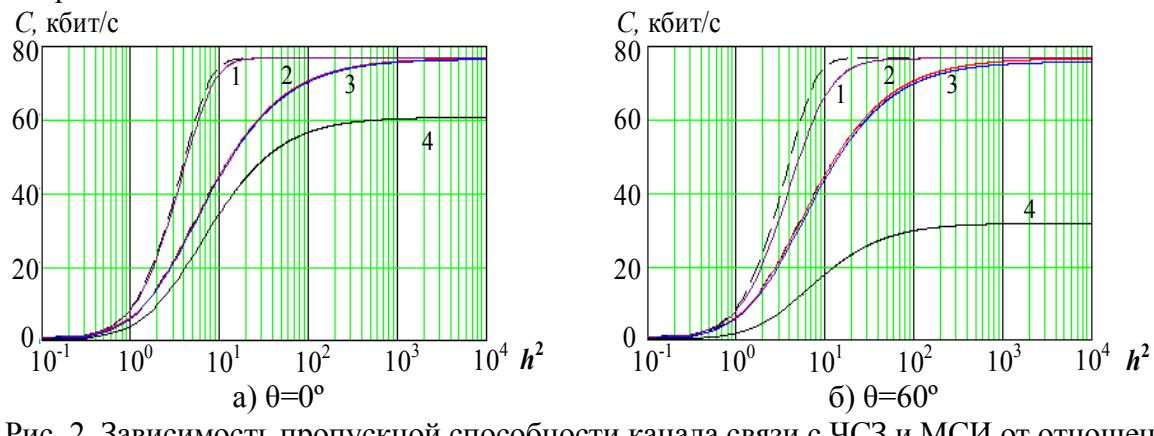


Рис. 2. Зависимость пропускной способности канала связи с ЧСЗ и МСИ от отношения С/Ш при $f_0=387$ МГц; $F=76,8$ кГц различных состояниях ионосферы $\sigma_{\Delta N_T}(\theta)$: 1) НИ; 2) ЕВИ; 3) ИВИ; 4) СИВИ

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе анализа процесса распространения радиоволн в ССС через мелкомасштабное ионосферное образование и возникновения замираний принимаемых сигналов (рисунок 1) разработана методика оценки пропускной способности канала спутниковой связи при мелкомасштабных возмущениях ионосферы и возникновении частотно-селективных замираний и межсимвольной интерференции. В результате получена зависимость (9) $C=\psi(h^2, f_0, F, \sigma_{\Delta N_T}, \theta)$ пропускной способности канала спутниковой связи с ЧСЗ и МСИ относительно случая отсутствия замираний от отношения С/Ш на входе приемника, несущей частоты и ширины спектра передаваемого сигнала, СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы и угла наклона распространения радиоволн.

На основе этой зависимости проведено оценка пропускной способности канала спутниковой связи на основе результатов мониторинга СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы $\sigma_{\Delta N_T}(\theta)$ при ее возмущениях для случая передачи сигналов с частотной манипуляцией. В условиях сильных искусственных возмущений ионосферы (рисунок 2) и выборе типовой для ССС Гонец-Д1М несущей частоты $f_0=387$ МГц и ширины спектра $F=76,8$ кГц сигналов в канале спутниковой связи выполняются условия возникновения ЧСЗ и МСИ ($F/F_k=1,448$). Поэтому при реализации $h^2=31$ пропускная способность канала спутниковой связи уменьшается на 65% по сравнению с каналом без замираний.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-21-00295 (<https://rscf.ru/project/24-21-00295/>)

ЛИТЕРАТУРА

1. Pashintsev V. P., Peskov M. V., Kalmykov I. A., Zhuk A. P., Toiskin V. E. Method for forecasting of interference immunity of low frequency satellite communication systems. // Journal of interdisciplinary research, 2020, Vol. 10, No. 1. – Pp. 367-375. DOI: 10.33543/1001.
2. Пашинцев В. П., Копытов В. В., Михайлов Д. А., Бойченко И. А., Диптан П. А. Прогнозирование помехоустойчивости спутниковой системы Коспас-Сарсат на

- основе результатов GPS-мониторинга мелкомасштабных возмущений ионосферы. // Журнал радиоэлектроники, 2024, № 12. – С. 1-44. DOI: [10.30898/1684-1719.2024.12.1](https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.12.1)
3. Пашинцев В. П., Диптан П. А., Гринев Е. М., Киселев Н. В. Методика оценки пропускной способности спутникового канала связи с замираниями. // Системы управления, связи и безопасности, 2023, № 4. – С. 243-266. DOI: [10.24412/2410-9916-2023-4-243-266](https://doi.org/10.24412/2410-9916-2023-4-243-266).
 4. Пашинцев В. П., Диптан П. А., Белоконь Д. А. Методика прогнозирования пропускной способности канала спутниковой связи при мелкомасштабных возмущениях ионосферы, возникновении частотно-селективных замираний и межсимвольной интерференции. // Системы управления, связи и безопасности, 2025, № 1. – С. 156-186. DOI: [10.24412/2410-9916-2025-1-156-186](https://doi.org/10.24412/2410-9916-2025-1-156-186).
 5. Маслов О. Н., Пашинцев В. П. Модели трансионосферных радиоканалов и помехоустойчивость систем космической связи. // Инфокоммуникационные технологии (приложение к журналу), 2006, № 4. – 357 с.
 6. Chemin Y.H.H. Ionosphere – New Perspectives: IntechOpen, 2023. – 178 p. DOI: [10.5772/intechopen.1001520](https://doi.org/10.5772/intechopen.1001520).
 7. Pashintsev V. P., Peskov M. V., Senokosov M. A., Mikhailov D. A., Skorik A. D. A system for measuring the scintillation index based on the results of monitoring of small-scale fluctuations in the total electron content of the ionosphere. // GPS Solutions, 2024, Vol. 28, No. 1. – Pp. 1-14. DOI: [10.1007/s10291-023-01550-1](https://doi.org/10.1007/s10291-023-01550-1).

REFERENCES

1. Pashintsev V. P., Peskov M. V., Kalmykov I. A., Zhuk A. P., Toiskin V. E. Method for forecasting of interference immunity of low frequency satellite communication systems. // Journal of interdisciplinary research, 2020, Vol. 10, No. 1. - Pp. 367-375. DOI: [10.33543/1001](https://doi.org/10.33543/1001).
2. Pashintsev V. P., Kopytov V. V., Mikhailov D. A., Boychenko I. A., Diptan P. A. Prediction of the noise immunity of the Cospas-Sarsat satellite system based on the results of GPS-monitoring of small-scale ionospheric disturbances. // Journal of Radio Electronics, 2024, no. 12, pp 1–44. DOI:[10.30898/1684-1719.2024.12.1](https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.12.1).
3. Pashintsev V. P., Diptan P. A., Grinev E. M., Kiselev N. V. Methodology for estimating the bandwidth of a satellite communication channel with fading. // Systems of Control, Communication and Security, 2023, No. 4. – Pp. 243-266. DOI: [10.24412/2410-9916-2023-4-243-266](https://doi.org/10.24412/2410-9916-2023-4-243-266)
4. Pashintsev V. P., Diptan P. A., Belokon D. A. Procedure for prediction of satellite communication channel capacity in case of small-scale ionosphere disturbances, frequency-selective fading and intersymbol interference. // Systems of Control, Communication and Security, 2025, No. 1. – Pp. 156-186. DOI: [10.24412/2410-9916-2025-1-156-186](https://doi.org/10.24412/2410-9916-2025-1-156-186)
5. Maslov O. N., Pashintsev V. P. Transitionospheric radio channel models and noise immunity of space communication systems. // Infocommunication Technologies, (magazine supplement), 2006, Vol. 4. – 357 p.
6. Chemin Y.H.H. Ionosphere – New Perspectives: IntechOpen, 2023. – 178 p. DOI: [10.5772/intechopen.1001520](https://doi.org/10.5772/intechopen.1001520).
7. Pashintsev V. P., Peskov M. V., Senokosov M. A., Mikhailov D. A., Skorik A. D. A system for measuring the scintillation index based on the results of monitoring of small-scale fluctuations in the total electron content of the ionosphere. // GPS Solutions, 2024, Vol. 28, No. 1. – Pp. 1-14. DOI: [10.1007/s10291-023-01550-1](https://doi.org/10.1007/s10291-023-01550-1).

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В КАЧЕСТВЕ РЕТРАНСЛЯТОРОВ, А ТАКЖЕ СПОСОБ РАСЧЕТА ВОЗМОЖНОСТИ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ НА МЕСТНОСТИ С РАДИОЭЛЕКТРОННЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ

В. Р. Попенко, Д. М. Овчинников, Н. И. Залетов, В. В. Гусев

Межвидовой центр подготовки и боевого применения войск РЭБ (учебный и испытательный), Тамбов, Россия

Аннотация. Матричное представление процессов воздействия на радиоэлектронные средства представляет собой математический аппарат, используемый для моделирования, анализа и проектирования систем радиоэлектронной борьбы. Оно позволяет формализовать процессы взаимодействия между радиоэлектронными средствами и различными типами воздействий, что облегчает понимание и анализ сложных систем радиоэлектронной борьбы. Использование беспилотных летательных аппаратов в качестве ретранслятора имеет ряд следующих преимуществ: высота подъема антенны, возможность следования за пользователем, возможность создания мобильной, масштабируемой, адаптируемой и самоорганизующейся сети при помощи беспилотных летательных аппаратов с роевым интеллектом, использование в труднодоступных регионах вне зоны действия наземных телекоммуникационных сетей.

Ключевые слова: Беспилотные летательные аппараты, ретранслятор, транковая сеть, роевый интеллект, связь, матрица воздействия.

THE USE OF UNMANNED AERIAL VEHICLES AS REPEATERS, AS WELL AS A METHOD FOR CALCULATING THE POSSIBILITY OF THEIR USE ON THE GROUND WITH ELECTRONIC SUPPRESSION

V. R. Popenko, D. M. Ovchinnikov, N. I. Zaletov, V. V. Gusev

Inter-service center for training and combat use of electronic warfare troops (training and test),
Tambov, Russia

Abstract. The matrix representation of the processes of exposure to electronic means is a mathematical apparatus used for modeling, analyzing and designing electronic warfare systems. It allows us to formalize the processes of interaction between electronic means and various types of impacts, which facilitates the understanding and analysis of complex electronic warfare systems. The use of unmanned aerial vehicles as a repeater has a number of advantages: the height of the antenna, the ability to follow the user, the ability to create a mobile, scalable, adaptable and self-organizing network using unmanned aerial vehicles with swarm intelligence, use in remote regions outside the coverage area of terrestrial telecommunications networks.

Keywords: Unmanned aerial vehicles, repeater, trunk network, swarm intelligence, communication, impact matrix.

1. ВВЕДЕНИЕ

Качественная и устойчивая связь является неотъемлемой частью жизни современного общества и необходима для полноценного функционирования коммерческих предприятий, государственных структур и аварийных служб. Особенность обеспечения связью удаленных регионов заключается в сложной логистике при постройке сетевой инфраструктуры, а также экономическая нецелесообразность ее создания ввиду малой плотности населения. При этом, для развертывания наземных базовых станций необходимо выполнить определенные

условия, которые в некоторых случаях создают непреодолимые трудности в их установке и эксплуатации.

2. СПОСОБ РАСЧЕТА ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ БПЛА НА МЕСТНОСТИ С РАДИОЭЛЕКТРОННЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ С ПОМОЩЬЮ МАТРИЧНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССОВ ВОЗДЕЙСТВИЯ НА РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА

Ключевым элементом матричного представления является «матрица воздействия», которая содержит информацию о воздействии различных типов помех на работу РЭС. Каждый элемент матрицы представляет собой число, которое характеризует коэффициент подавления соответствующей помехи конкретным РЭС. Матрица может иметь следующий вид:

Таблица 1. Матрица процессов воздействия на РЭС

Помеха	П1	П 2	...	П j
РЭС 1	A 11	A 12	...	A 1j
РЭС 2	A 21	A 22	...	A 2j
...
РЭС i	A i1	A i2	...	A ij

Где A_{ij} – коэффициент подавления i -й помехи j -м РЭС.

Для создания «матрицы воздействия» необходимо определить коэффициенты подавления для всех типов помех и РЭС. Это можно сделать с помощью различных методов, таких как: лабораторные испытания, симуляционное моделирование, анализ данных о реальных операциях. Матричное представление процессов воздействия используется в различных сферах проектирования систем РЭБ. Например, имитационное моделирование или анализ уязвимости РЭС. «Матрицы воздействия» позволяют моделировать системы РЭБ для оценки их эффективности в различных сценариях, а также могут выявить уязвимость РЭС к определённым типам помех, что позволяет разрабатывать меры противодействия. Матричное представление используется для оптимального распределения ресурсов и выбора подходящих средств РЭБ для противодействия конкретным угрозам. В качестве примера матричного представления, можно представить схему работы типового дрона РЭБ и воздействия на него помех [1].

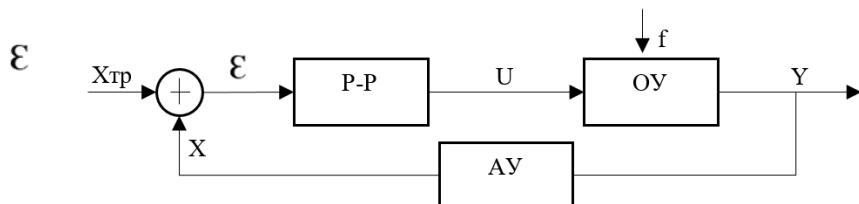


Рис. 1 Схема работы типового дрона РЭБ

Где $Xtrp$ – требуемый сигнал, Σ – сигнал рассеивания, Р-Р – регулятор, U – управляемое воздействие, ОУ – объект управления, f – возмущения, Y – значение фазовых координат, АУ – алгоритм управления, X – сигнал.

Преимущества матричного представления.

- Формальность: обеспечивает последовательное и структурированное представление сложных процессов воздействия.
- Ясность: позволяет легко визуализировать и анализировать взаимодействия между РЭС и помехами.

- Гибкость: может быть легко адаптировано к различных сценариям и конфигурациям систем РЭБ.

Ограничения матричного представления.

- Не учитывает динамические эффекты: предполагает, что коэффициенты подавления остаются постоянными в течение времени.
- Требует точных данных: точность результатов зависит от точности используемых коэффициентов подавления. Может не полностью учитывать все факторы, влияющие на процессы воздействия.

3. ВЫСОТА ПОДЪЕМА АНТЕННЫ

Согласно «Гигиеническим требованиям к размещению и эксплуатации средств сухопутной подвижной радиосвязи» (СанПиН 2.1.8/2.2.4.1190-03) и «Гигиеническим требованиям к размещению и эксплуатации передающих радиотехнических объектов» (СанПиН 2.1.8/2.2.4.138 3-03) [2,3] операторам сотовой связи рекомендуется размещать антенны на отдельно стоящих опорах и мачтах, высота стандартной вышки – 29 м. При этом, высота подъема БПЛА (беспилотный летательный аппарат) может быть значительно выше в зависимости от класса БПЛА и для электрических квадрокоптеров составляет 500 м, при том, что БПЛА самолетного типа с ДВС (двигателем внутреннего сгорания) могут подниматься до 6000 м [4].

Преимущество большей высоты поднятия антенны можно оценить, рассчитав амплитуду напряженности поля в точке приема сигнала, для этого используется определенная формула, в которой качество связи прямо пропорционально высоте поднятия антенн.

При одинаковой эффективной излучаемой мощности сигнала дальность связи зависит от высоты поднятия антенны. При использовании вышки базовой станции высотой 10 метров достигается дальность связи ≈ 52 километра, которая определяем размер ячейки обслуживания. При этом, подняв антенну на высоту 50 метров, дальность связи увеличивается до ≈ 150 километров.

Из этого следует вывод, что качество принимаемого сигнала приемником, размещенным на БПЛА, может быть лучше, чем на среднестатистической радиовышке, ввиду большей возможной высоты поднятия антенны. Поэтому использование дронов, как носителей приемно-передающих устройств, дает прирост дальности связи.

4. ВОЗМОЖНОСТЬ СЛЕДОВАНИЯ ЗА ПОЛЬЗОВАТЕЛЕМ

Для обеспечения устойчивой и качественной связи во время движения, дрон может лететь за пользователем с сохранением дистанции. Технология отслеживания является полезным инструментом при использовании БПЛА в качестве ретранслятора. Данная технология развита в дронах различных фирм и работает с GPS (Global Positioning System), беспроводной сетью между пунктом управления и БПЛА или при помощи специальных датчиков.

В данном варианте применения хорошее качество связи может достигаться высотой поднятия приемопередающей антенны, размещенной на дроне. Таким образом, пользователь получает очень высокую «мачту», которая может быстро развертываться и не привязывает пользователя к конкретной точке развертывания. В транковой сети, каждый пользователь может иметь свою персональную «радиовышку» в виде БПЛА, которая будет следовать за ним по воздуху, поддерживая устойчивую связь с дроном-ретранслятором.

5. ВОЗМОЖНОСТЬ СОЗДАНИЯ ТРАНКОВОЙ СЕТИ ПРИ ПОМОЩИ БПЛА С РОЕВЫМ ИНТЕЛЛЕКТОМ

БПЛА с роевым интеллектом представляют собой множество отдельных летательных аппаратов, действующих по заранее заданному общему алгоритму. Они выполняют, какие-либо действия или маневры, в ответ на действия или маневры других дронов из роя и/или по команде управляющего дрона или оператора.

Каждый дрон может действовать, сравнительно автономно реализуя достаточно простой алгоритм поведения, при этом рой таких дронов позволит достичь полного охвата требуемой зоны покрытия с минимизацией затрат ресурсов каналов связи и сложных алгоритмов. Для обеспечения качественного покрытия необходимы: возможность лететь на постоянном расстоянии, автоматически создавая беспроводные соединения между узлами в воздухе и потребителями на земле, и/или обладать возможностью изменения топологии сети, иными словами, иметь мобильность для оперативного изменения масштаба покрытия. Подобными особенностями обладают беспроводные самоорганизующиеся сети, которые применяются в рое дронов [4]. Эта сеть будет отлично подходить для аварийных служб в удаленных регионах страны, а также рыбаков, охотников и туристов.

6. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В ТРУДНОДОСТУПНЫХ РЕГИОНАХ ВНЕ ЗОНЫ ДЕЙСТВИЯ НАЗЕМНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ

Для выполнения задачи обеспечения связью пользователей в труднодоступных регионах вне зоны действия наземных коммуникаций может подойти мобильная быстро развертываемая масштабируемая транковая сеть, состоящая из БПЛА. Где «главный» дрон будет ретранслировать сигнал со спутника потребителям на земле. Этот способ позволит избежать необходимости закупать большое количество дорогостоящих спутниковых терминалов, для каждого пользователя, а также обеспечит устойчивую связь с геостационарным спутником связи через дрон – ретранслятор.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исходя из вышеперечисленных утверждений, можно сделать вывод, что матричное представление процессов воздействия на РЭС является ценным инструментом для моделирования, анализа и проектирования систем РЭБ. Оно обеспечивает формальный и гибкий подход к пониманию сложных взаимодействий между РЭС и различными типами помех, что приводит к более эффективным и надежным системам РЭБ. Транковая сеть, построенная при помощи дронов с роевым интеллектом, имеет преимущество перед обычной сетью по дальности связи – за счет поднятия высоты антенн и по мобильности и масштабируемости за счет того, что сеть можно перемещать и добавлять в нее новые дроны-ретрансляторы. А также в труднодоступной местности превосходят стационарные радиосети по стоимости и целесообразности развертывания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тютюнник В.М., Дубровин А.Д. Интеллектуальные информационные системы. МИНЦ “Нобелистика”, Тамбов, 2012, - 356 с.
2. Гигиенические требования к размещению и эксплуатации средств сухопутной подвижной радиосвязи. СанПиН 2.1.8/2.2.4.1190-03.
3. Гигиенические требования к размещению и эксплуатации передающих радиотехнических объектов. СанПиН 2.1.8/2.2.4.1383-03.
4. O. Bouachir, A. Abrassart, F. Garcia and N. Larrieu, "A mobility model for UAV ad hoc network," 2014 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS), Orlando, FL, USA, 2014, pp. 383-388, doi: 10.1109/ICUAS.2014.6842277.

REFERENCES

1. Tyutyunnik V.M., Dubrovin A.D. Intelligent information systems. MINTS “Nobelistics”, Tambov, 2012. - 356 p.
2. Hygienic requirements for the placement and operation of land mobile radio communications. SanPiN 2.1.8/2.2.4.1190-03
3. Hygienic requirements for the placement and operation of transmitting radio facilities. SanPiN 2.1.8/2.2.4.1383-03.
4. O. Bouachir, A. Abrassart, F. Garcia and N. Larrieu, "A mobility model for UAV ad hoc network," 2014 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS), Orlando, FL, USA, 2014, pp. 383-388, doi: 10.1109/ICUAS.2014.6842277.

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОГО КАНАЛА СВЯЗИ С МОБИЛЬНЫМИ ВЫСОКОСКОРОСТНЫМИ ОБЪЕКТАМИ

В. С. Васильев¹, Д. Н. Ивлев², И. Я. Орлов², В. Ю. Семенов²

¹Федеральное государственное унитарное предприятие "Российский федеральный ядерный центр - Всероссийский научно-исследовательский институт экспериментальной физики" (ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»), г. Саров, Российской Федерации

²Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского" (ННГУ), г. Нижний Новгород, Российской Федерации

Аннотация. Описана имитационная модель системы передачи-приёма телеметрической информации, включающая среду распространения, антенные системы, способы кодирования сигнала, разнесённого приёма, методы совместной обработки сигналов, принятых несколькими приемными пунктами. С помощью модели определены характеристики качества приёма информации (вероятность битовых ошибок, пропускная способность и надёжность канала) в одной из модельных ситуаций.

Ключевые слова: телеметрия; передача информации; система связи; радиоканал; имитационное моделирование.

SIMULATION MODELING OF A TELEMETRY CHANNEL FOR COMMUNICATION WITH MOBILE HIGH-SPEED OBJECTS

V. S. Vasilyev¹, D. N. Ivlev², I. Ya. Orlov², V. Yu. Semenov²

¹Federal State Unitary Enterprise "Russian Federal Nuclear Center - All-Russian Research Institute of Experimental Physics" (FSUE RFNC - VNIIEF), Sarov, Russian Federation

²National Research Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod (NNSU), Nizhny Novgorod, Russian Federation

Abstract. A simulation of a telemetry information transmission and reception system is described, including a propagation environment, antenna systems, signal encoding methods, spaced reception, and methods for joint processing of signals received by several reception points. The model is used to determine the characteristics of the quality of information reception (bit error rate, throughput rate and channel reliability) in one of the model situations.

Keywords: telemetry; information transmission; communication system; radio channel; simulation modeling.

1. ВВЕДЕНИЕ

Проблема передачи телеметрической информации с борта мобильного высокоскоростного объекта (МВО) актуальна и достаточно сложна [1-5]. Это объясняется такими факторами, как динамичность траектории, малое время сеанса связи, большой диапазон высот полёта, пространственные перемещения диаграмм направленности передающих антенн, многолучевой характер распространения радиоволн. В некоторых ситуациях МВО при полёте по траектории может также непрерывно вращаться вокруг своей продольной оси, что в случае направленной бортовой антенны приведёт к постоянному изменению направления, в котором

излучается сигнал, а, значит, к периодическим глубоким и длительным замираниям сигнала, принимаемого регистрирующей аппаратурой.

Многолучевой характер канала связи обусловлен наличием многих путей распространения радиосигнала: луч, распространяющийся по линии прямой видимости, квазизеркально отражённый от подстилающей поверхности луч, большое количество рассеянных подстилающей поверхностью лучей, а также отражения от местных предметов (антенных мачт и их растяжек, сооружений и т.п.), расположенных в окрестности приёмного пункта системы связи.

Для обеспечения непрерывности передачи больших объёмов телеметрической информации на высоких скоростях (до 10 мегабит в секунду) в указанных сложных условиях необходимо применять методы разнесённого приёма сигнала, а также виды модуляции сигнала, не требующие высокого отношения сигнал/шум (ОСШ), в сочетании с помехоустойчивым кодированием [5].

Оценить состояние канала аналитическими методами с учётом динамики МВО и разнообразия вариантов позиционирования антенн МВО и приёмных пунктов (ПП) практически невозможно. В связи с этим ранее была предложена модель канала [6-8], пригодная для имитационного моделирования и учитывающая основные механизмы прохождения сигнала по трассе МВО-ПП. Однако, данная модель описывает только среду распространения и антенные системы передающей и приёмной аппаратуры и не учитывает структуру сигнала, методы его кодирования, алгоритмы повышения помехоустойчивости и цифровой обработки сигнала.

Целью работы является разработка и реализация в виде программного обеспечения модели системы передачи телеметрической информации с борта МВО, которая, основываясь на указанной выше модели канала, позволяет путём имитационного моделирования рассчитать характеристики качества приёма информации (вероятность битовых ошибок, пропускную способность и надёжность канала), имитируя структуру и конкретные способы кодирования сигнала, разнесённый приём, методы совместной обработки сигналов, принятых несколькими ПП.

2. МОДЕЛЬ КАНАЛА РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОСИГНАЛА

Как было отмечено выше, основные пути прохождения сигнала от МВО к ПП следующие: прямое прохождение сигнала по линии прямой видимости, квазизеркальное отражение от подстилающей поверхности и диффузное рассеяние неоднородностями поверхности. Диффузно рассеянный неровностями подстилающей поверхности сигнал представляет собой сумму большого количества лучей, каждый из которых имеет случайные амплитуду, начальную фазу, время запаздывания и доплеровское смещение частоты. В силу этого он будет представлять собой гауссовский шум с определённой мощностью и шириной полосы частот, равной ширине полосы системы связи. Разработанная ранее математическая модель канала, включающая в себя среду распространения, а также передающую и приёмную антенны, детально описана в [6-8]. Она включает в себя следующие параметры подстилающей поверхности: электрофизические параметры, среднеквадратичное отклонение высоты неровностей от плоскости, коэффициент обратного рассеяния при нормальном падении. Также она учитывает основные параметры антенн приёмника и передатчика, необходимые для вычисления значений диаграмм направленности (ДН): ширина основного лепестка ДН в двух плоскостях, направление максимума ДН, параметры, определяющие форму и уровень боковых лепестков ДН, минимальное значение ДН в провалах, коэффициент усиления, тип поляризации.

3. СТРУКТУРА АЛГОРИТМА МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ-ПРИЁМА ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОГО СИГНАЛА

Полученные с помощью модели канала данные используются для генерации цифровых сигналов с заданными параметрами, имитирующих реальные сигналы на выходе цифро-аналоговых преобразователей радиоприёмной аппаратуры в приёмных пунктах. Данные сигналы подвергаются цифровой обработке для выделения передаваемой информации, после чего вычисляются вероятности битовых и пакетных ошибок, надёжность и пропускная способность канала связи.

Данные в системе передаются непрерывно порциями фиксированной длины (кадрами). В начале каждого кадра передаётся известный приёмнику синхросигнал (преамбула). Надёжность канала связи определим как вероятность правильного приёма информации, а именно, как вероятность того, что вероятность битовых ошибок (ВБО) не превысит заданного порогового значения.

В модели системы связи, разработанной авторами, используется сигнал с относительной фазовой модуляцией (ОФМ), помехоустойчивое кодирование кодом Рида-Соломона, алгоритмы частотной, фазовой, символьной и кадровой синхронизации. Кадровая и фазовая синхронизация осуществляются с использованием известной приёмнику М-последовательности (преамбула), вставляемой в начале каждого кадра сигнала, длина которой может быть задана пользователем. Для преамбулы всегда используется модуляция ОФМ-2, а для данных – ОФМ-2, либо ОФМ-4.

Под пропускной способностью в данной работе понимается реальная скорость безошибочной передачи информации в канале связи с учётом возникающих пакетных ошибок (кадры с ошибками отбрасываются). Пропускная способность определяется следующим выражением:

$$R = \frac{N_i}{T_f} (1 - P_{PER}), \quad (1)$$

где N_i – количество информационных бит в одном кадре, T_f – длительность одного кадра, P_{PER} – вероятность пакетных ошибок.

Для борьбы с замираниями сигнала в модели используется разнесённый приём по пространству (несколько ПП), а также – в случае наличия нескольких передающих антенн – дополнительно по частоте (каждая антенна МВО работает только на одной частоте). Для комплексирования сигналов предусмотрено использование двух алгоритмов: 1) мажоритарного (выбор сигнала с максимальным значением ОСШ) и 2) когерентного сложения с весами [9].

Последовательность алгоритмов цифровой обработки сигнала (ЦОС) в разработанном программном имитаторе телеметрической системы связи для каждой отдельно взятой точки траектории движения МВО показана на рисунке 1. На этапе 1 вычисляются комплексные коэффициенты передачи для прямого и квазизеркально отражённого лучей, задержки и доплеровские смещения частоты этих лучей для каждого ПП. Этап 3 включает в себя генерацию М-последовательности для преамбулы и случайной битовой последовательности для информационной части кадра, кодирование информационной части кадра помехоустойчивым кодом, получение модулированных символов информационной части кадра в соответствии с заданным видом модуляции и модулированных символов преамбулы с модуляцией ОФМ-2, фильтрацию фильтром Найквиста с повышением частоты дискретизации до заданного количества выборок на символ. Этапы 3-6 повторяются заданное количество раз с целью повышения точности вычисления вероятностей ошибок.



Рис. 1. Последовательность алгоритмов ЦОС в имитаторе телеметрической системы связи для каждой точки траектории МВО

4. ИНТЕРФЕЙС ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

На рисунке 2 показан вид главного окна компьютерной программы, созданной в среде MATLAB и реализующей вышеописанную модель телеметрической системы передачи информации. В данном окне приведена траектория полёта МВО и результаты моделирования в виде зависимостей от полётного времени. Также в этом окне расположены кнопки вызова окон настройки различных параметров модели («траектория во», «параметры радиоканала», «параметры цос», «расположение ип»), управления процессом моделирования, вывода результатов моделирования на графики, построенные в отдельных окнах, сохранения и загрузки параметров модели и результатов. Программа позволяет задать произвольную траекторию полёта объекта в табличном виде, как зависимость координат объекта и его вектора скорости от времени. Траектория вводится в программу из текстового файла. Частота дискретизации траекторий данных может быть изменена в интерфейсе программы на произвольную величину с помощью процедур интерполяции или децимации. Количество приёмных пунктов системы может быть задано в диапазоне от 1 до 6, количество передающих антенн на МВО – 1, 2 или 4. Поляризация антенн МВО и ПП может быть линейной (горизонтальная, вертикальная), либо круговой (правая или левая).

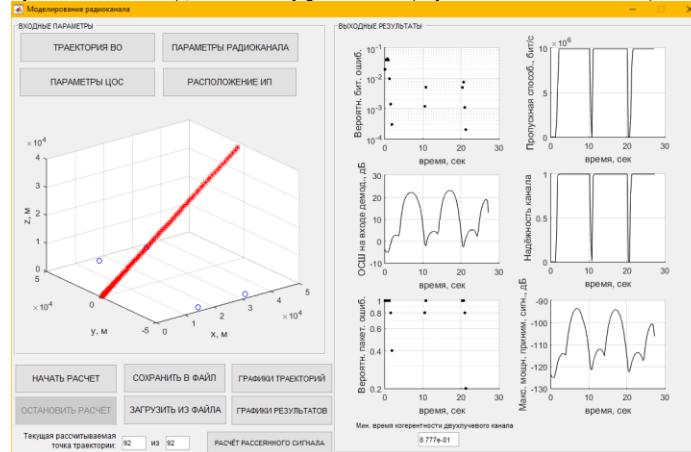


Рис. 2. Главное окно программы моделирования телеметрической системы связи

5. ТЕСТОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

В целях тестирования разработанной программы моделирования телеметрической системы связи рассмотрим модельную ситуацию, описываемую следующими значениями задаваемых параметров.

Параметры движения МВО и параметры передающих антенн:

- МВО перемещается по нисходящей траектории (рисунок 3) с высоты 10 км до высоты 190 м со снижением скорости от 2000 м/с до 500 м/с; длина проекции траектории на поверхность Земли равна 11,7 км;
- скорость вращения МВО вокруг продольной оси равна 0,3 об/сек;
- период дискретизации траектории 0,15 сек;
- МВО излучает сигнал передатчика с помощью двух одинаковых антенн, расположенных на его боковой поверхности с угловым расстоянием между ними 180 град.; антенны передают один и тот же сигнал, но каждая на своей частоте;
- оси диаграмм направленности антенн перпендикулярны продольной оси МВО;
- форма ДН антенн в пространстве показана на рисунке 4, ширина главного лепестка ДН $90^\circ \times 120^\circ$, коэффициент усиления антенн 6 дБ;
- поляризация антенн линейная, вектор поляризации перпендикулярен продольной оси МВО.

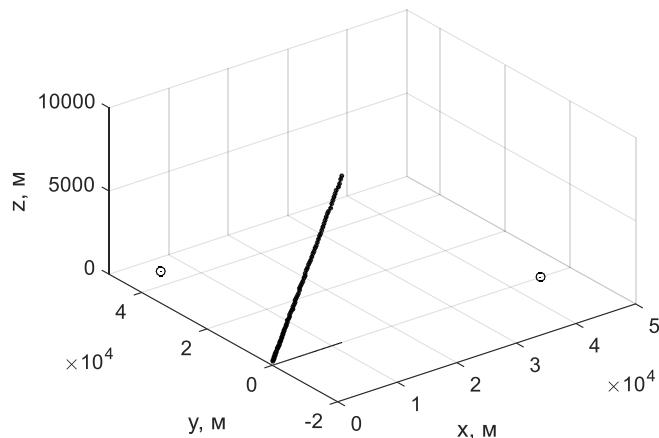


Рис. 3. Траектория движения МВО в пространстве и расположение приёмных пунктов

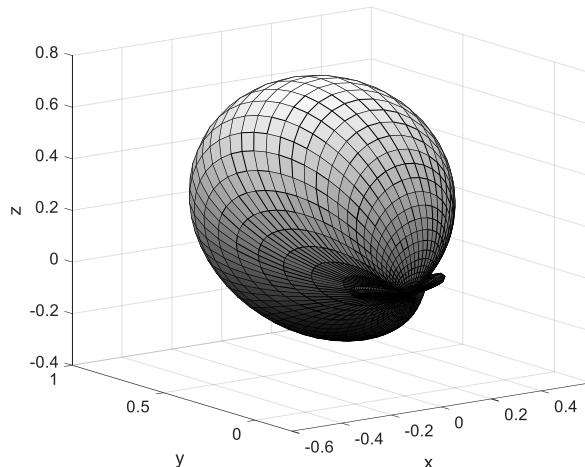


Рис. 4. Диаграмма направленности антенн МВО в пространстве

Расположение приёмных пунктов и параметры приёмных антенн:

- для приёма сигнала используется 1 или 2 наземных приёмных пункта, расположение которых в пространстве обозначено на рисунке 3 кружками;
- высота поднятия антенн ПП над земной поверхностью равна 10 метров, линейное расстояние между каждым из ПП и конечной точкой траектории МВО – около 45 км;
- форма ДН антенн ПП одинакова и показана на рисунке 5, ширина главного лепестка ДН $20^\circ \times 40^\circ$, коэффициент усиления 11 дБ;
- поляризация ПП, находящегося в одной вертикальной плоскости с траекторией МВО – линейная горизонтальная, другого ПП – линейная наклонная (в вертикальной плоскости).

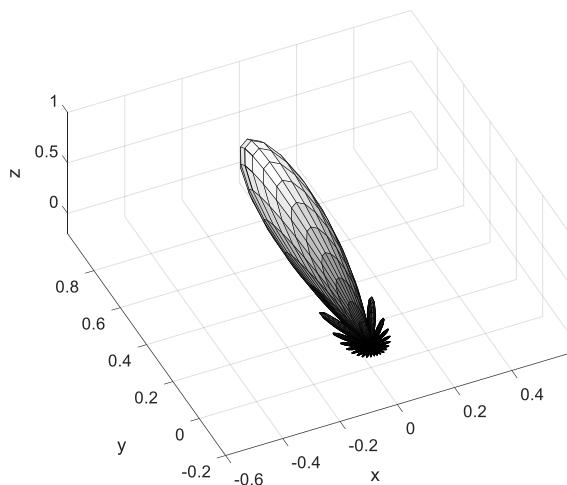


Рис. 5. Диаграмма направленности антенн ПП в пространстве

Частотные, энергетические и шумовые параметры передатчика и приёмников: частоты сигнала – в дециметровом диапазоне, ширина полосы частот радиосигнала 13 МГц, мощность излучения передатчика 4 Вт, коэффициент шума приёмников 10 дБ.

Параметры модема и разнесённого приёма:

- тип модуляции сигнала ОФМ-4, помехоустойчивое кодирование кодом Рида-Соломона;
- в начале каждого кадра данных вставляется преамбула в виде М-последовательности;
- алгоритм совместной обработки сигналов разных ПП – мажоритарный (выбор сигнала с максимальным ОСШ), скорость передачи информации при отсутствии пакетных ошибок 8,2 Мбит/с.

Модельная ситуация, описываемая данными значениями параметров, позволит оценить влияние вращения МВО вокруг своей оси на характеристики приёма телеметрической информации.

6. РЕЗУЛЬТАТЫ ТЕСТОВОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

На рисунках 6-9 приводятся графики полученных при моделировании зависимостей различных параметров качества от времени при полёте МВО по нисходящей (рисунок 3) траектории в случае использования для приёма сигнала одного наземного ПП, расположенного сбоку от вертикальной плоскости, содержащей

траекторию (y -координата ПП равна 45 км).

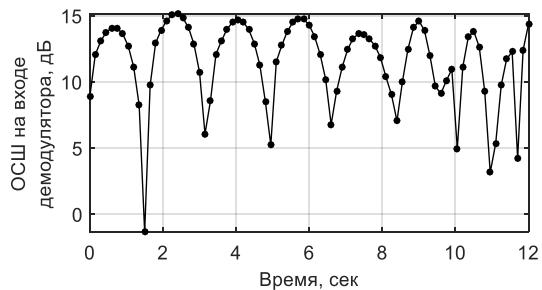


Рис. 6. ОСШ после комплексирования сигналов (1 наземный ПП)

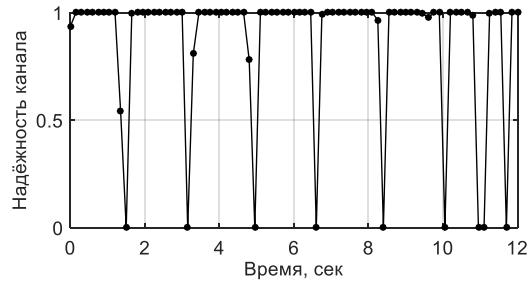


Рис. 7. Надёжность канала (1 наземный ПП)

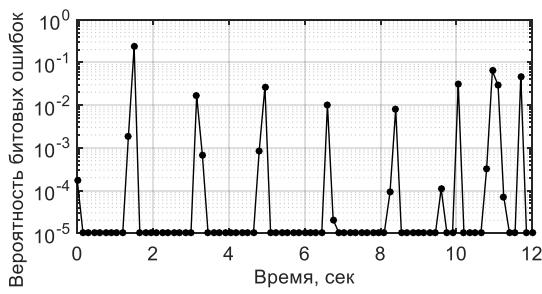


Рис. 8. Вероятность битовых ошибок в канале (1 наземный ПП)

Из приведённых выше рисунков видно, что имеются периодические глубокие замирания сигнала, обусловленные вращением МВО вокруг продольной оси, которые приводят к недопустимо высоким значениям вероятностей битовых и пакетных ошибок. Минимальное значение вероятности битовых ошибок, равное 10^{-5} на рисунке 8, показывает в данном случае точность вычисления данной вероятности, т.е. любые значения ниже 10^{-5} округляются к данной величине.

Устранить глубокие периодические замирания сигнала позволяет введение второго наземного ПП, расположенного таким образом, чтобы в моменты замираний сигнала на 1-м ПП, сигнал на 2-м ПП имел максимальное значение. Результаты моделирования для этого случая показаны на рисунках 10-15.

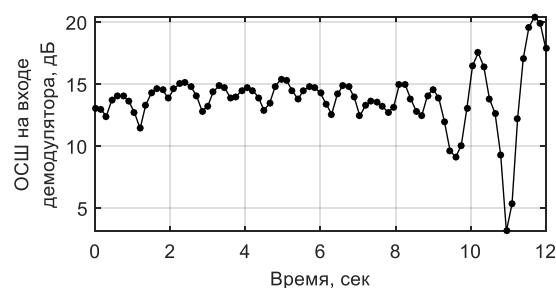


Рис. 10. ОСШ после комплексирования сигналов (2 наземных ПП)

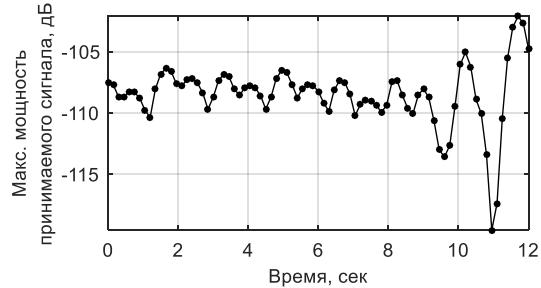


Рис. 11. Максимальная мощность принимаемого сигнала в ветвях разнесения (2 наземных ПП)

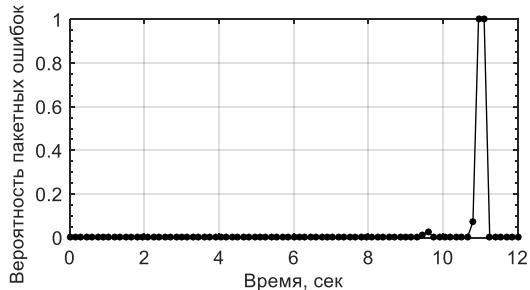
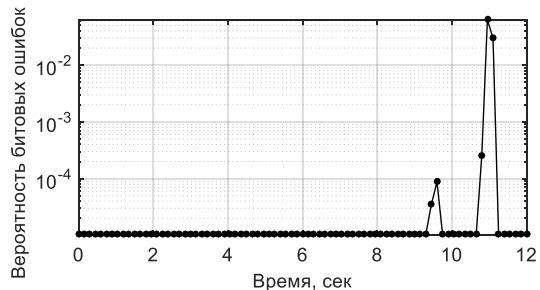


Рис. 12. Вероятность битовых ошибок в канале (2 наземных ПП)

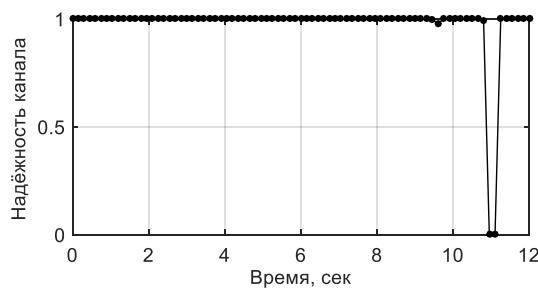


Рис. 14. Надёжность канала (2 наземных ПП) Рис. 13. Вероятность пакетных ошибок в канале (2 наземных ПП)

Рис. 13. Вероятность пакетных ошибок в канале (2 наземных ПП)

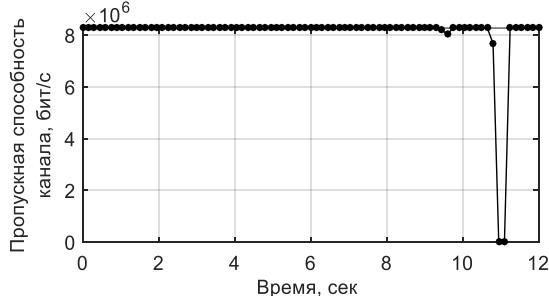


Рис. 15. Пропускная способность канала (2 наземных ПП)

Из графиков на рисунков 10-15 видно, что благодаря комплексированию сигналов двух ПП замирания сигнала стали менее глубокими. Это позволило обеспечить качественный приём сигнала на протяжении большей части траектории полёта МВО, за исключением конечного участка (от 9 до 12 сек.). Резкие колебания мощности и ОСШ на конечном участке траектории обусловлены интерференцией прямого и квазизеркально отражённого лучей, т.к. их мощности становятся сравнимы при малых значениях угла скольжения отражённого луча.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенная имитационная модель телеметрической системы связи отражает основные физические процессы в системе «передатчик – среда распространения – приёмники – совместная цифровая обработка сигналов», позволяя задавать значения большого количества параметров системы. Разработанная модель может быть использована для предсказания качества приёма сигнала при заданных внешних условиях, а также предварительного определения необходимых конфигураций передающих и приёмных антенн, мест установки приёмных пунктов, выбора иных параметров системы телеметрии, обеспечивающих необходимый уровень качества и надёжности приёма с борта воздушного объекта. Результаты компьютерного эксперимента, проведённого с помощью разработанной модели, хорошо согласуются с физическими процессами распространения радиоволн, их передачи и приёма антенными системами, теорией разнесённого приёма.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kirillov S. N., Pisaka P. S. Algorithm of Telemetry Information Weighting Signal Processing from Territorially-Distributed Receiving Stations // XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, Russia. 2018. – Pp. 197-201.
2. Wang W., Zhang Y., Wang X., Xu H., Tian H. Design of Reconfigurable Real-Time Telemetry Monitoring and Quantitative Management System for Remote Sensing Satellite in Orbit // 2018 IEEE 3rd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC), Chongqing, China. 2018. – Pp. 1293-1297.
3. Chen S., Meng Y., Tu J., Wu L., Chen X., Qi T. Design and Implementation of Telemetry Simulation Equipment for Target Missile // 2023 IEEE 16th International Conference on Electronic Measurement & Instruments (ICEMI), Harbin, China. 2023. – Pp. 476-479.
4. Yang S., Zhenhua W., Zhe Y. Trends and Countermeasures of Next Generation Telemetry Technology Innovation // 2020 IEEE 3rd International Conference of Safe Production and Informatization (IICSPI), Chongqing City, China. 2020. – Pp. 7-12.

5. Современная телеметрия в теории и на практике. Учебный курс. СПб.: Наука и техника, 2007. – 672 с.
6. Васильев В. С., Ивлев Д. Н., Односевцев В. А., Орлов И. Я. Трёхкомпонентная модель канала мобильной системы связи. В кн.: Сб. докладов XXI Всероссийской научной конференции «Распространение радиоволн». Йошкар-Ола, 25-27 мая 2005 г. Йошкар-Ола: МарГТУ, 2005. Т. 2. – С. 296-300.
7. Васильев В. С., Ивлев Д. Н., Односевцев В. А., Орлов И. Я. Моделирование канала связи с мобильными высокоскоростными объектами на больших высотах // Вестник Нижегородского университета им. Н. И. Лобачевского. Серия «Радиофизика». 2005. Вып. 1(3). – С. 85-93.
8. Васильев В. С., Ивлев Д. Н. Моделирование пространственных диаграмм направленности антенных систем // Антенны. 2006. № 5. – С. 39-44.
9. Волков Л. Н., Немировский М. С., Шинаков Ю. С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.

REFERENCES

1. Kirillov S. N., Pisaka P. S. Algorithm of Telemetry Information Weighting Signal Processing from Territorially-Distributed Receiving Stations // XIV International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, Russia. 2018. – Pp. 197-201.
2. Wang W., Zhang Y., Wang X., Xu H., Tian H. Design of Reconfigurable Real-Time Telemetry Monitoring and Quantitative Management System for Remote Sensing Satellite in Orbit // 2018 IEEE 3rd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC), Chongqing, China. 2018. – Pp. 1293-1297.
3. Chen S., Meng Y., Tu J., Wu L., Chen X., Qi T. Design and Implementation of Telemetry Simulation Equipment for Target Missile // 2023 IEEE 16th International Conference on Electronic Measurement & Instruments (ICEMI), Harbin, China. 2023. – Pp. 476-479.
4. Yang S., Zhenhua W., Zhe Y. Trends and Countermeasures of Next Generation Telemetry Technology Innovation // 2020 IEEE 3rd International Conference of Safe Production and Informatization (IICSPI), Chongqing City, China. 2020. – Pp. 7-12.
5. Modern Telemetry in Theory and in Practice. Training Course. Saint-Petersburg: Nauka i tekhnika, 2007. – 672 p.
6. Vasil'ev V. S., Ivlev D. N., Odnosevtsev V. A., Orlov I. Ya. A Three-component Model of a Mobile Communication System Channel. In the book: Collection of Reports of the XXI All-Russian Scientific Conference "Propagation of radio waves". Yoshkar-Ola, May 25-27, 2005. Yoshkar-Ola: MarGTU, 2005, Vol. 2. – Pp. 296-300.
7. Vasil'ev V. S., Ivlev D. N., Odnosevtsev V. A., Orlov I. Ya. Modeling of a Channel for Communication with Mobile High-speed Objects at High Altitudes // Bulletin of the Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod. The series "Radiophysics". 2005. Vol. 1(3). – Pp. 85-93.
8. Vasil'ev V. S., Ivlev D. N. Modeling of Spatial Radiation Patterns of Antenna Systems // Antennas. 2006. No 5. – Pp. 39-44.
9. Volkov L. N., Nemirovskiy M. S., Shinakov Yu. S. Digital Radio Communication Systems: Basic Methods and Characteristics. Moscow: Eko-Trendz, 2005. – 392 p.

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ЗАЩИТЫ ОТ ПОДМЕНЫ КОМАНД УПРАВЛЕНИЯ БПЛА

Д. А. Ваняев

Нижегородский государственный инженерно-экономический университет (НГИЭУ),
Княгинино, Россия

Аннотация. В рамках тезисов описан алгоритм выявления дроном сторонних команд управления и принятия решения к смене стандарта шифрования. Алгоритм использует стандартные данные телеметрии, в частности RSSI, SNR, LQI. Также приведены результаты начального эксперимента, оценивающего время, необходимое для шифрования и расшифровки команд управления с использованием протокола ELRS и стандарта AES.

Ключевые слова: дроны; БПЛА; БАС; шифрование; канал управления, радиоуправление.

METHOD OF DETECTION AND PROTECTION AGAINST SUBSTITUTION OF UAV CONTROL COMMANDS

D. A. Vanyaev

Nizhny Novgorod State University of Engineering and Economics (NGIEU), Knyaginino,
Russia

Abstract. The paper describes an algorithm for detecting third-party control commands by a drone and making a decision to change the encryption standard. The algorithm uses standard telemetry data, in particular RSSI, SNR, LQI. The results of an initial experiment evaluating the time required to encrypt and decrypt control commands using the ELRS protocol and the AES standard are also presented.

Keywords: drones; UAV; UAS; encryption; control channel, radio control.

1. ВВЕДЕНИЕ

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) широко применяются в самых разных областях человеческой деятельности: мониторинга, доставки, сельского хозяйства и т.д. [1,4]. Беспилотные авиационные системы (БАС) состоят из беспилотного воздушного судна (БВС) и наземной станции управления (НСУ). Связь между БПЛА и НСУ может быть реализована с помощью широкого перечня инструментов: проводные (оптоволоконные и металлические провода) и беспроводные (радиоканал, атмосферные линии связи). Наиболее широкое распространение получила радиосвязь.

В процессе передачи данных, команды управления с НСУ могут быть перехвачены сторонним оператором. При большом количестве перехваченных данных, сторонний оператор способен обмануть дрон и первого пилота двумя способами: подменив оригинальные команды собственными, тем самым получить доступ к системе управления дрона, и второй заключается в обмане пилота предоставлением ему ложных данных о дроне передав некорректную телеметрию, тем самым вынуждая пилота принять неверное решение.

Существует большое количество способов взлома, представим некоторые из них [3]: Timing attack: синхронизация частоты излучателя своего пульта с частотой радиомодуля БПЛА, aircrack-ng: взлом WiFi дрона по MAC адресу, AR Drone program.elf

использование реверс-инжиниринга для проприетарного программного пакета (Madrone и Skyjack).

Проблему взлома решают проводные средства передачи команд управления, но создают собственные. Недостатки оптоволоконных систем:

1. Катушка с оптоволоконным проводом занимает значительную часть полезной массы, которую способен поднять дрон, что так же негативно сказывается на времени полёта;
2. Дрон с оптоволоконной системой имеет меньшие возможности маневрирования;
3. После множественных полётов дронов остаётся большое количество оптоволоконного провода на местности, где проходили полёты.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ

Во введении была поставлена проблема, связанная со взломом и перехватом управления дрона. С учётом использования только радиоуправления данную проблему решают с использованием дополнительного шифрования данных. Можно менять метод шифрования на передатчике и приёмнике, тем самым повышая время необходимое для взлома дрона. Момент смены стандарта шифрования можно определять следующими способами: с некоторой периодичностью, по дополнительной команде с НСУ, инициализированной оператором, либо, как будет предложено далее, по внешнему триггеру.

Внешним триггером будет выступать изменение состояний показателей сигнала: RSSI, SNR, LQI. На данный момент. Где RSSI – показатель уровня принимаемого сигнала, является в том числе показателем расстояния от беспилотного воздушного судна (БВС) до НСУ. SNR – отношение сигнал/шум. LQI – индикатор качества связи (100% – все пакеты приняты, 0% – все пакеты потеряны).

В данном случае дрону необходимо будет принять решение о достоверности команды с учётом ранее пришедших команд используя стандартные показатели, описанные ранее, использующиеся в телеметрии: RSSI, SNR, LQI.

На рисунке 1 показан, предложенный, алгоритм поиска дроном сторонних команд управления, формула (1) задаёт расчёт параметра I – главного параметра, указывающего на достоверность команд управления. На начальном этапе, при включении дрона происходит синхронизация БВС и НСУ и выбор стандарта шифрования выбранным из ранее заготовленного списка. Выбор стандарта происходит с использованием псевдослучайной последовательности чисел (на данном этапе используется простой линейный конгруэнтный метод). В данном случае и дрон и НСУ выбирает одинаковый стандарт и готовы к работе. В процессе полёта, дрон передаёт данные телеметрии среди которых также присутствуют необходимые RSSI, SNR, LQI. В обратную сторону отправляются команды управления с НСУ и дрон своевременно реагирует на них.

При обычной работе значения RSSI, SNR и LQI изменяются в зависимости от трёх характеристик: местоположения дрона и НСУ, внешних помех и препятствий, при получении «поддельных» команд, значения RSSI, SNR и LQI значительно изменяются, так как указанные характеристики существенно изменяются.

Запомнив прошлые значения параметров, дрону остаётся определить отклонение текущих, чтобы определить момент взлома и сменить стандарт шифрования. НСУ, в свою очередь приняв телеметрию по этому же алгоритму меняет на тот же стандарт шифрования, что и дрон.

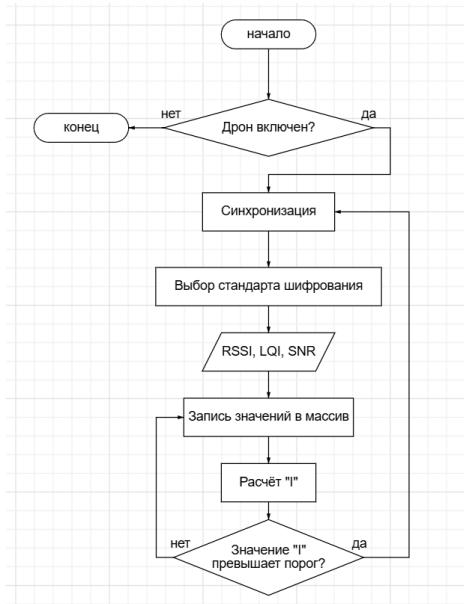


Рис. 1. Алгоритм поиска сторонних команд управления

$$I = \frac{\sum(x_i - \bar{x})^2}{n} \cdot k + \frac{\sum(y_i - \bar{y})^2}{n} \cdot j + \frac{\sum(z_i - \bar{z})^2}{n} \cdot h, \quad (1)$$

где, I – результат сложения дисперсий RSSI, LQI, SNR умноженных на коэффициент x_i – каждый элемент выборки RSSI; \bar{x} – среднее значение выборки RSSI; y_i – каждый элемент выборки LQI; \bar{y} – среднее значение выборки LQI; z_i – каждый элемент выборки SNR; \bar{z} – среднее значение выборки SNR; k, j, h – индивидуальные веса соответствующих значений.

Для подтверждения работоспособности и эффективности алгоритма планируется провести ряд экспериментов с имитационной моделью. Исследуемые величины: количество сохраняемых команд в массиве: значения весов k, j, h ; оптимальное значение I ; время, требуемое для смены стандарта шифрования; время шифровки и дешифровки разными стандартами; расчёты задержек в управлении. Экспериментально подтвердить или опровергнуть наличие выброса величин (RSSI, SNR, LQI).

Результаты первой модели характеризующей время шифровки и дешифровки команд управления в протоколе ELRS с использованием стандарта шифрования AES. Расчёты проводились на Raspberry Pi 4, минимальный объём данных для шифрования 48 бит (где 40 бит – 4 канала управления и 8 бит двухпозиционные переключатели. Результаты времени шифровки и дешифровки указаны в таблице 1.

Таблица 1. Общее время шифровки и дешифровки потока данных канала управления

№	Время для 150 Гц, с	Время для 250 Гц, с	Время для 500 Гц, с	Время для 1000 Гц, с
1	0,001003	0,001002	0,002438	0,005002
2	0,000997	0,001003	0,002902	0,005013
3	0,000913	0,001003	0,002694	0,005045
4	0,000654	0,001002	0,002061	0,005013
5	0,001002	0,001472	0,002835	0,004060
Среднее значение	0,0009138	0,0010964	0,002586	0,0048266

На основе среднего значения времени, затраченного на шифровку и дешифровку можно выявить незначительное повышение задержки в передаче команд управления с НСУ на БВС.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках тезисов были описаны возможные варианты взлома: обман дрона, обман оператора. Алгоритм метода выявления недостоверных команд управления принимаемые дроном с целью взлома сторонним оператором. Приведены результаты первого эксперимента связанного с расчётом времени необходимого на шифровку и дешифровку команд управления с использованием протокола ELRS и стандарта шифрования AES. В ходе эксперимента было выявлено незначительное влияние шифрования на задержку в управлении БВС. Данная система, потенциально, сможет легко внедряться в уже использующиеся приёмопередатчики, что может сократить затраты на переоборудование.

ЛИТЕРАТУРА

1. Белик А. Е., Максимов Н. А., Егоров Р. А. Применение беспилотных летательных аппаратов, дронов: учебник. Москва: Общество с ограниченной ответственностью "Издательство "КноРус", 2024. – 400 с.
2. Полынкин А. В., Ле Х. Т. Исследование характеристик радиоканала связи с беспилотными летательными аппаратами // Известия Тульского государственного университета. Технические науки, 2013, № 7-2, С. 98-107.
3. Сенцов, А. А., Ненашев В. А., Сергеев А. С. Радиоэлектронные методы защиты беспилотных летательных аппаратов от перехвата управления // Технические науки: современные исследования и разработки: Сборник статей по материалам международной научно-практической конференции, Казань, 2018, С. 26-33.
4. Сорокин И. А., Романов П. Н., Чесноков А. Д., Кондроненкова Т. Е. Разработка аппаратно-программного комплекса на основе БПЛА для выявления мест нахождения борщевика // Вестник НГИЭИ, 2021, № 11(126), С. 7-16.

REFERENCES

1. Belik A. E., Maksimov N. A., Egorov R. A. Use of unmanned aerial vehicles, drones: textbook. Moscow: Limited Liability Company "Publishing House" Knorus ", 2024. - 400 p.
2. Polynkin A. V., Le H. T. Study of characteristics of radio communication channel with unmanned aerial vehicles // Bulletin of Tula State University. Technical sciences, 2013, No. 7-2, pp. 98-107.
3. Sentsov, A. A., Nenashev V. A., Sergeev A. S. Radio-electronic methods of protecting unmanned aerial vehicles from control interception // Engineering sciences: modern research and development: Collection of articles based on the materials of the international scientific and practical conference, Kazan, 2018, pp. 26-33.
4. Sorokin I. A., Romanov P. N., Chesnokov A. D., Kondranenkova T. E. Development of a hardware and software complex based on UAVs for identifying hogweed locations // Bulletin of NGIEI, 2021, No. 11 (126), pp. 7-16.

ОПЫТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИИ RPA ДЛЯ СИТУАЦИОННОГО МОНИТОРИНГА ПУЛА ОДНОРОДНЫХ ОБЪЕКТОВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ

Д.Б. Рябов

ПАО ВымпелКом, Москва, Россия

Аннотация. Рассматриваются вопросы применения технологии *Robotic process automation (RPA)* для организации мониторинга и тестирования технических параметров телекоммуникационного оборудования, не имеющего специализированных систем управления и мониторинга, обладающего возможностью внесения изменений в оборудовании посредством web интерфейса. Приводятся результаты работ, полученных в ходе практического использования технологии *RPA*. Оговорены возможные перспективы применения данной технологии на телекоммуникационном оборудовании различных типов.

Ключевые слова: Robotic process automation (RPA), язык программирования Python, технологическая сеть передачи данных, SNMP (Simple Network Management Protocol), NTP (Network Time Protocol), система мониторинга Zabbix, источник бесперебойного питания (ИБП), аккумуляторные батареи (АКБ).

USING EXPERIENCE OF RPA TECHNOLOGIES FOR SITUATION NETWORK MONITORING CENTER FOR HOMOGENEOUS POOL OBJECTS OF THE TELECOMMUNICATIONS INFRASTRUCTURE

D.B. Ryabov

PJSC, VimpelCom Moscow, Russia

Abstract. The issues of using Robotic process automation (RPA) technology for monitoring and testing technical parameters of telecommunication equipment haven't special of the monitoring systems and which has the ability to make changes to the equipment via a web interface are considered. There are the results of the work obtained during the practical use of the RPA technology presented, and possible prospects of the application of this technology on of various type telecommunication equipment are discussed.

Keywords: RPA, Python programming language, technological data network, SNMP, NTP, Zabbix monitoring system, UPS, rechargeable batteries (batteries).

1. ВВЕДЕНИЕ

Robotic process automation (RPA) — технология автоматизации различного рода бизнес-процессов [1]. Основное назначение роботизации в рамках *RPA* есть выполнение рутинных задач по жёстко сформированному алгоритму. Роботизация позволяет ускорить обработку информации и снизить частоту ошибок, связанных с человеческим фактором. Глобальный рынок автоматизации роботизированных процессов развивается самыми быстрыми темпами. В рамках технологии *RPA Market Research*, до 2027 года планируется прирост рынка *RPA* до 30%. По оценкам *Forrester Research*, объем рынка продаж лицензий платформ *RPA* достигнет порядка \$6,5 млрд., а услуг — \$16 млрд. Российский рынок тоже следует общему тренду. Как показал опрос *ABBYY*, 65% отечественных компаний поставили в приоритет роботизацию большого объёма различных бизнес-задач.

В компании ПАО “ВымпелКом” с учётом вышеописанных тенденций, имеется большой опыт использования систем автоматизации бизнес-процессов, но в данном конкретном случае будем рассматривать использование таких систем для организации мониторинга, и изменения параметров оборудования электропитания многочисленных базовых станций сети мобильной связи.

Основная причина применения *RPA* на сети ПАО “ВымпелКом” (ВК) связана с процессами автоматизации и уменьшением количества ручного труда в процессе эксплуатации оборудования сети, а также с уходом международных компаний с российского телекоммуникационного рынка и прекращением прежних методов тех. поддержки.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Оборудование, на котором применяется *RPA*, не имеет специализированных, установленных вендором централизованных систем мониторинга и управления. Мониторинг аварийного состояния, производился посредством использования “сухих контактов”, с заведением их на оборудование транспортной сети или базовых станций. Изменение параметров производилось посредством персонального компьютера, подключённого к технологической сети передачи данных через web интерфейс с возможностью единовременного подключения к единичному узлу либо напрямую по Ethernet интерфейсу к оборудованию на самой базовой станции (БС). Основной тип такого оборудования это, источники бесперебойного питания (ИБП) и некоторые типы оборудования радиорелейных линий (РРЛ). На сети ВК по всей территории Российской Федерации подобного оборудования установлено порядка нескольких десятков тысяч единиц.

Основные работы, производимые на ИБП при проведении профилактических работ это ежеквартальное тестирование аккумуляторных батарей (АКБ). Эти работы отнимают много времени у персонала эксплуатации филиала, так как требуют выезд на объект, запуск программы тестирования, демонтаж и монтаж АКБ в случае неисправности. В среднем за рабочий день, получается, провести профилактику с тестированием АКБ не более двух позиций БС. С учётом количества БС в филиалах ВК эти работы требуют привлечения значительных человеческих ресурсов самих филиалов либо подрядчиков. Использование *RPA* позволило централизованно из центра мониторинга в автоматическом режиме запускать ежеквартальные программы тестирования АКБ, получая результаты состояния АКБ в системе мониторинга *Zabbix*. И лишь в случае обнаружения неисправности направлять аварийные бригады для замены АКБ.

Для организации полноценного контроля, сбора и анализа статистики с ИБП на централизованной системе мониторинга *Zabbix* было необходимо прописать на ИБП IP адреса региональных *SNMP* (*Simple Network Management Protocol*) трап коллекторов серверов *Zabbix* с синхронизацией внутренних часов ИБП от эталонного сервера времени в соответствии с протоколом *NTP* (*Network Time Protocol*) для пакетных сетей.

С целью решения этих задач, для каждого производителя ИБП было разработано порядка 10 специализированных программных продуктов *RPA* на языке *Python* с использованием модуля автоматизации взаимодействия с web браузерами *Selenium*. Проход и запись необходимых параметров в ИБП производился по списку IP адресов поочерёдно от одного узла к другому. В настройках ИБП прописывались IP адреса региональных *SNMP* трап коллекторов, IP адрес эталонного *NTP* сервера и временная зона. По завершению настроек *SNMP* и *NTP* на ИБП были проведены настройки параметров тестирования АКБ, прописаны даты и время тестирования в соответствии с ежеквартальными графиками, а также были произведены настройки гибернации

(перевод в спящий режим одного или нескольких выпрямителей ИБП при отсутствии достаточной нагрузки на узле).

В разработанных программных продуктах, кроме модуля Selenium использовались специализированные модули языка *Python logging* (логирования), *ipaddress* (*ip* адресации), *datetime* (даты и времени) и др. Логирование производилось методом подбора, по списку соответствия *login: password* по предоставленным паролям по типу оборудования и региональной привязки. Модуль *IP* адресации использовался для определения формата записи адреса и масок подсетей с учётом формата адресов *IPv4Network*. Модуль *datetime* использовался для определения и установки формата записи даты, времени и временной зоны. В настройках *RPA* учитывалась региональная удалённость объектов обслуживания от сервера, на котором расположены программные продукты *RPA*. Была введена задержка ожидания открытия необходимого *html* кода от 60 до 180 сек. в зависимости от типа оборудования и параметров сети. Без установки этих задержек, робот по команде *try* мог “проскочить”, необходимую *html* запись и не установить требуемых настроек. В коде команды *try* использовались, для исключения зависания робота в случае недоступности узла либо проблем с софтом на ИБП. Время проведения всех настроек на узле от 30 сек. до 3 мин в зависимости от производительности процессора на узлах ИБП, задержек на сети и скорости каналов связи от сервера до ИБП и обратно.

В связи с большим объёмом работ на начальном этапе, на сети было запущено по два робота на каждый тип оборудования. Время прохождения роботов по выделенным объёмам *IP* адресов в автономном режиме составляло в среднем около 5 дней для каждого робота по типу оборудования. По результатам прохода остаток не включённых ИБП составлял порядка 2%. Повторный проход по пулу не включённых ИБП обеспечивал необходимые подключения, но после повторного прохода, оставались ИБП с проблемами внутреннего софта, не позволяющие произвести требуемые настройки. По спискам проблемных ИБП были проведены ремонтные работы, произведены перезагрузки и заменены проблемных блоков. Работы производились местным персоналом с выездом на объекты.

Следует заметить, что из настроек были предварительно исключены ИБП имеющие при логировании картинку *carsha* (защита подбора паролей с помощью роботов). Такое оборудование с помощью *RPA* пройти не удавалось. На этой аппаратуре настройки проводились в ручном режиме.

Использование *RPA* на РРЛ применялось и на оборудовании, не позволяющем производить в автоматическом режиме включения каналов точка-точка. Здесь для включения канала приходилось на каждом терминале РРЛ прописывать необходимую кросс коннекцию № *port – outdoor unit*. С помощью разработанного ПО *RPA* был произведён необходимый объём включений каналов и открытие портов передачи данных. Как и в случае с ИБП использовался модуль программного языка *Python Selenium*, модуль *logging* – логирования и модуль *ipaddress* (*ip* адресации).

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам произведённых работ с помощью *RPA*, в системе мониторинга *Zabbix* было поставлено на мониторинг порядка 98% оборудования ИБП сети «ВымпелКом». С использованием отображения онлайн информации об авариях на ИБП появилась возможность сбора статистики и проведения удалённого анализа состояния ИБП и АКБ. Это позволило ускорить процесс тестирования АКБ и производить его точно в соответствии с графиками ежеквартального тестирования, повысить надёжность сети уменьшив количество аварий, связанных с проблемами на ИБП и АКБ. Настройки гибернации позволили сэкономить порядка 3% электроэнергии на сети ВК. А самое

главное, это дало возможность сократить объём ручного труда в филиалах и освободить персонал эксплуатации сети для решения других сетевых проблем.

В дальнейших планах развития технологии *RPA* на сети ВК идут проработки возможности производить с помощью роботов действия по локализации и решения аварийных ситуаций на других элементах сети. Проводить, например, какие-то относительно простые действия в соответствии с заложенными алгоритмами включения/выключения портов и передатчиков, понижение или увеличение мощности передатчиков и т.п.

ЛИТЕРАТУРА

1. Исаков И. Роботизация бизнеса: что такое RPA и кому она нужна -
<https://companies.rbc.ru/news/f6ffffd45-ef44-49f2-94b8-7e27a9525ca7/robotizatsiya-biznesa-chto-takoe-rpa-i-komu-ona-nuzhna/> 12.07.2022 г.

REFERENCES

1. Isakov I. Business robotics: what is RPA and who needs it. -
<https://companies.rbc.ru/news/f6ffffd45-ef44-49f2-94b8-7e27a9525ca7/robotizatsiya-biznesa-chto-takoe-rpa-i-komu-ona-nuzhna/> 12.07.2022 г.

ПОСТРОЕНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ИЗЛУЧАЮЩИХ СИСТЕМ

Д.В. Пужкин, А.С.Щеголеватых

АО «Концерн «Созвездие», г. Воронеж, Российская Федерация

Аннотация. Показано, что для получения широкополосных антенн в классе антенн вибраторного типа перспективным является использование комбинированной структуры их построения. Эффект самодополнительности, используемый при их построении, позволил обеспечить КСВ не более 6 в диапазоне 200...800 МГц с равномерной диаграммой направленности.

Ключевые слова: широкополосная антенна, комбинированная структура, диаграмма направленности.

WIDE SPECTRUM RADIATING SYSTEM CONSTRUCTION

D.V. Puzhkin, A.S. Schegolevatykh

JSC «Concern «Sozvezdie», Voronezh, Russian Federation

Abstract. In article is showed that usage of combined structure aerials is perspective for achieving lower SWR with wide frequency range and round direction diagram.

Keywords: wide frequency range antenna, Standing Wave Ratio, combined structure aerials, round direction diagram imaging center, radar, reflective layer, scanning antenna ray, information processing.

1. ВВЕДЕНИЕ

Анализ литературных источников [1, 2] позволяет сделать вывод, что в настоящее время в классе антенн вибраторного типа наиболее перспективным представляется построение излучателей в виде самодополнительной или комбинированной структуры. Идея её построения заключается в минимизации запаса реактивной энергии в ближней зоне антенны.

2. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ КОМБИНИРОВАННОЙ АНТЕННЫ

Рассмотрим, следуя [2], общие принципы построения самодополнительной или комбинированной антенны. Известно, что полоса пропускания вибраторной антенны в области верхних частот ограниченаискажением формы диаграммы направленности. В случае тонкого симметричного вибратора это происходит, если его длина превосходит $1,25\lambda$ (λ – длины излучаемой волны). В области низких частот, когда вибратор мал по сравнению с длиной волны, его входное сопротивление неудобно для согласования с фидерным трактом из-за малой активной и большой реактивной (емкостной) составляющих. Они также неудобны для согласования в окрестности параллельного резонанса, когда плечо вибратора приближается к половине длины волны λ .

Для согласования антенны с фидером необходимо выполнение двух условий:

- 1) приближение активной составляющей входного сопротивления к волновому сопротивлению фидера,
- 2) уменьшение запаса реактивной энергии в ближней зоне антенны и, как следствие, уменьшение реактивной составляющей её входного сопротивления.

Реактивная энергия W – это разность между усреднённой магнитной \bar{W}_M и электрической \bar{W}_E составляющих полной энергии в объёме V_α ближней зоны антенны:

$$W = \int_{V_a} (\overline{W_M} - \overline{W_E}) dV \quad (1)$$

При резонансе эти энергии уравниваются. В случае короткого вибратора запас электрической энергии вблизи вибратора превышает запас магнитной энергии. Можно расширить полосу согласования короткого вибратора в сторону нижних частот путём совмещения его ближней зоны с ближней зоной такого вибратора, у которого в объёме V_a преобладает магнитная энергия.

Сформулируем следующие принципы построения сверхширокополосной антенны, используемой для создания излучателей импульсов:

1. Антenna строится в виде комбинации электрических и магнитных вибраторов, обеспечивающих минимизацию реактивной энергии за счёт подбора нужного соотношения между моментами электрического и магнитного токов;

2. Длина вибраторов не должна превышать половину пространственной протяжённости излучаемого биполярного импульса;

3. Электрические и магнитные вибраторы должны располагаться в непосредственной близости друг от друга так, чтобы расстояние между ними не превышало 0,25 пространственной протяжённости импульса, а их взаимная ориентация должна обеспечивать совпадение поляризационных характеристик поля, излучаемого каждым вибратором.

Излучатели должны позволять:

- расширить полосу пропускания вниз до уровня 0,1...0,12λ;
- обеспечить согласование с антенно-фидерным трактом с КСВ менее 4 в полосе частот 2...3 октавы;
- добиться диаграммы слабой направленности вибратора в виде конхоиды окружности в полосе частот 2...3 октавы.

Вариант комбинированной антенны, удовлетворяющей перечисленным выше требованиям, приведён на рисунке 1.

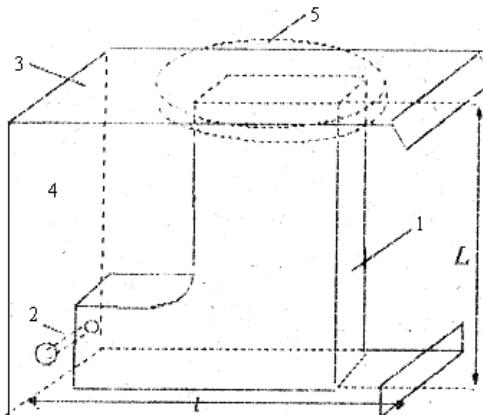


Рис. 1. Вариант комбинированной антенны (1 – несимметричный электрический вибратор; 2 – проводник, соединяющий вибратор с источником ЭДС; 3 – металлический короб, одновременно выполняющий роль рефлектора и элемента магнитного вибратора рамки в зоне 4; 5 – ёмкостная нагрузка)

Вибратор 1 и пластина 5 имеют увеличенную толщину и закруглённые края для снижения напряжённости электрического поля в их окрестности и уменьшения опасности электрического пробоя. В [2] приводятся следующие данные относительно высоты вибратора L при возбуждении антенны биполярными импульсами 2...4 нс. Высота L изменяется от 19 до 60 см.

Для получения магнитного вибратора металлический короб (экран) изготавливают в форме половины восьмигранника (рисунок 1). Вырез в левой части электрического вибратора и емкостная нагрузка на нём формируют виток тока.

Длину щелевой линии 1 выбирают такой, чтобы обеспечить оптимальный сдвиг фазы между электрическим и магнитным током. Необходимое соотношение между электрическим и магнитным моментами подбирается размерами вибратора и выреза в нём.

Другой вариант комбинированной антенны с щелевой линией, удовлетворяющей перечисленным требованиям, приведён на рисунке 2.

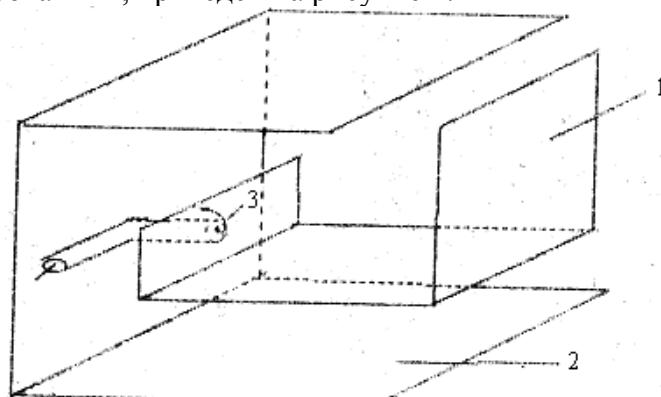


Рис. 2. Вариант комбинированной антенны с щелевой линией (1 – вибратор; 2 – рефлектор; 3 – точка возбуждения)

Исследовался вариант построения антенны с вибратором в виде совокупности элементов разной длины. Сущность такого построения состоит в расширении частотного диапазона, в котором КСВ и диаграмма направленности антенны остаются в допустимых пределах. Для расширения полосы пропускания в область низких частот изготовили макет антенны с самодополнительной структурой, представленный на рисунке 3.

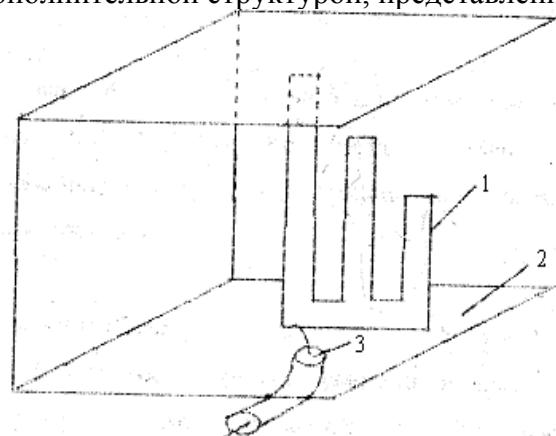


Рис. 3. Вариант комбинированной антенны с вибратором в виде совокупности элементов разной длины (1 – вибратор; 2 – рефлектор; 3 – точка возбуждения)

Определение КСВ антенн с 75-омном фидерном тракте производились на измерителе комплексных коэффициентов передачи Р4-11 по типовой схеме. Измерения диаграмм направленности антенн производились в безэховой камере. Исследуемая антenna располагалась на поворотном стенде и работала в режиме передачи электромагнитных волн.

В качестве приёмной антенны использовался симметричный вибратор. Напряжение на входе исследуемой антенны измерялось приёмником SMV 8.5. Напряжение к передающей антенне подводилось от встроенного генератора приёмника

SMV 8.5. Измеренные диаграммы направленности антенн, приведённых на рисунках 1-3 приведены на рисунках 4-6 соответственно. Диаграммы направленности в экваториальной области изображены сплошной линией, а меридиональной области штриховой линией. Как видно из представленных рисунков, во всех исследуемых антенах присутствует эффект самодополнительности, проявляющийся в формировании диаграммы направленности в виде конхоиды окружности. Нестабильность полученных диаграмм направленности в функции частоты можно объяснить изменением соотношения напряжённостей электрических и магнитных полей в ближней зоне.

Вследствие применимости к исследуемым антенам принципа взаимности, они могут анализироваться в режиме излучения электромагнитных полей.

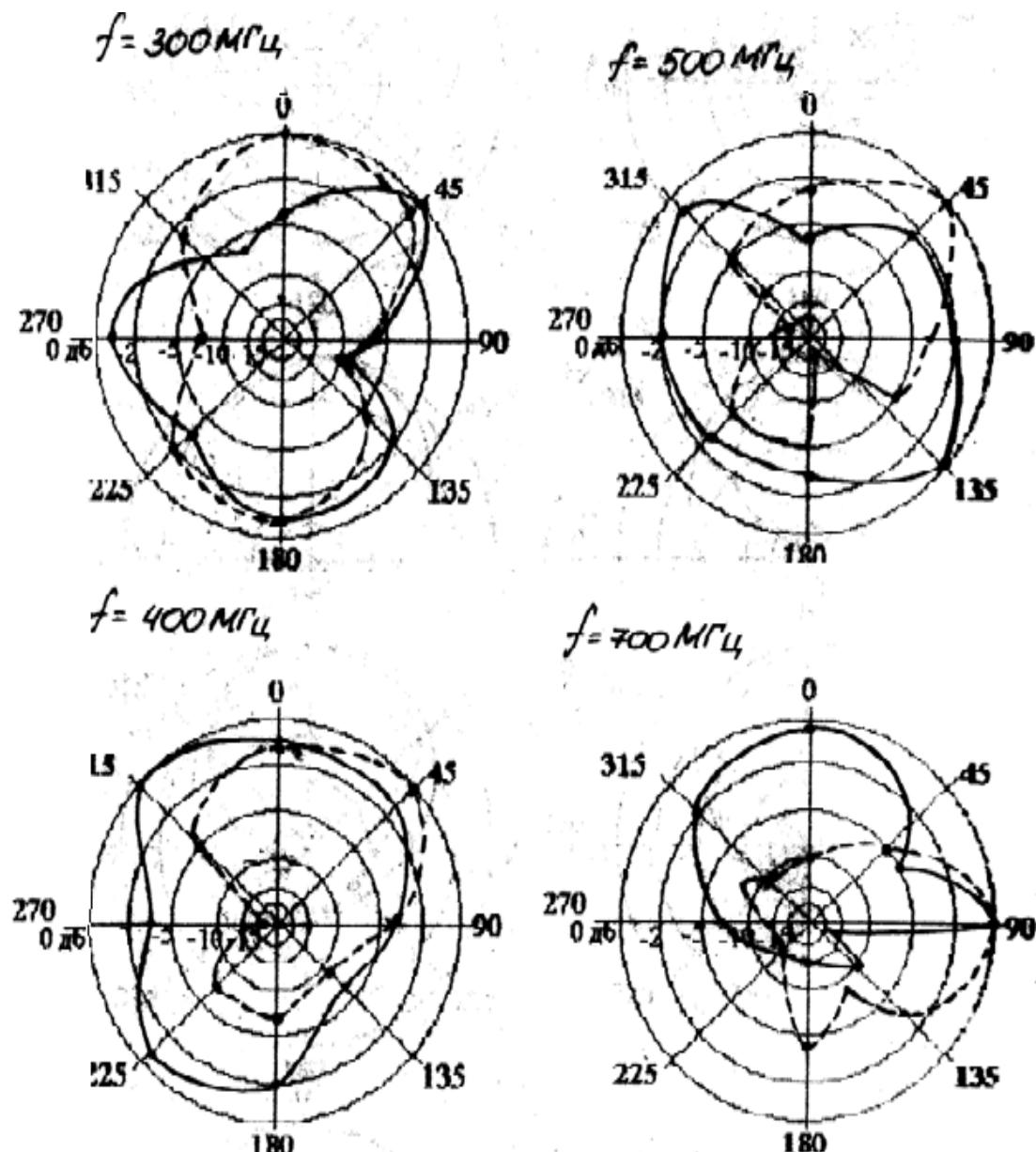


Рис. 4. Диаграммы направленности комбинированной антенны
(— экваториальная область, - - - меридиональная область)

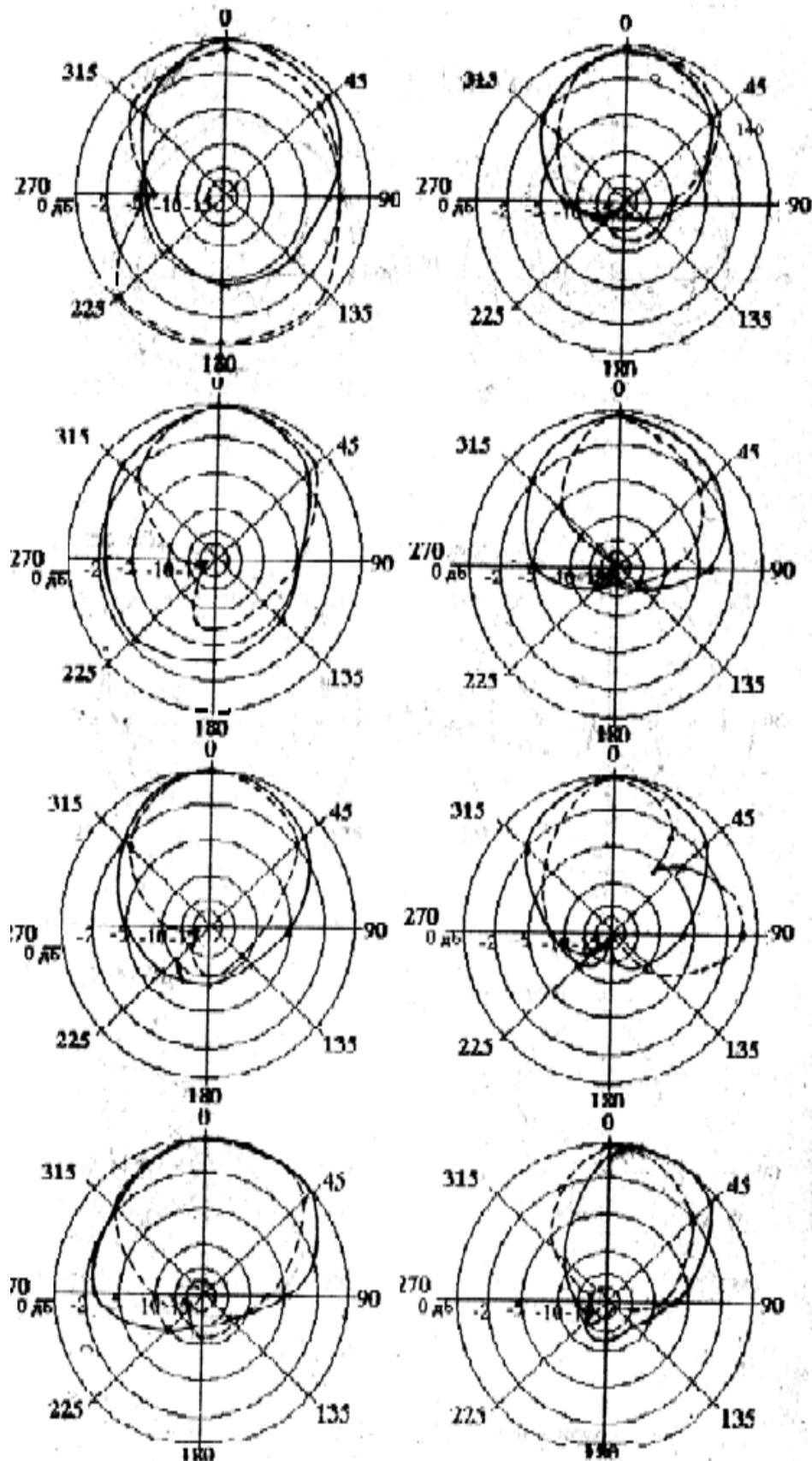


Рис. 5. Диаграммы направленности комбинированной антенны с щелевой линией
 (— экваториальная область, - - - меридиональная область)

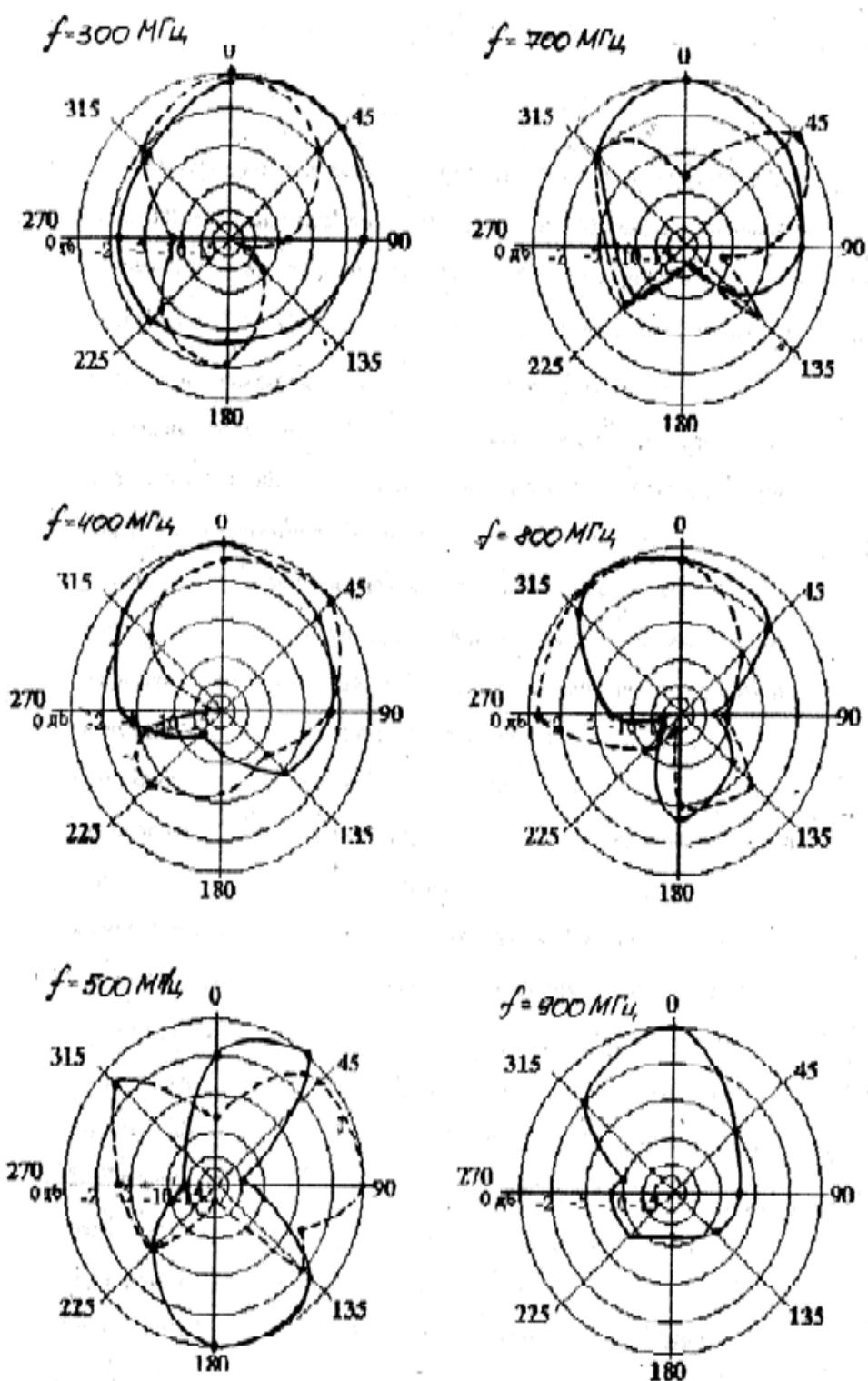


Рис. 6. диаграммы направленности комбинированной антенны с вибратором в виде совокупности элементов разной длины
 (— экваториальная область, - - - меридиональная область)

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам измерения КСВ и диаграммам направленности можно сделать вывод, что эффект самодополнительности позволил уменьшить КСВ антенн на нижних

частотах по сравнению с антеннами, построенными в виде электрических вибраторов. Если у электрических вибраторов при отношении длины вибратора к длине излучаемой волны $l/\lambda \approx 0,1$ КСВ превышает 10, то у самодополнительных антенн КСВ немного ниже. Незначительное снижение КСВ можно объяснить тем, что макеты антенн не подвергались доработке с целью оптимизации их электрических параметров. Этим объясняется некоторая нестабильность диаграмм направленности исследуемых антенн в частотном диапазоне. Отсюда очевидна необходимость продолжения работ по определению предельно достижимых параметров антенн и выбору типа излучателя в качестве элемента антенной решётки для формирования ударной электромагнитной волны [3].

ЛИТЕРАТУРА

1. Хармут Х.Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи. М.: Радио и связь. 1985, 376 с.
2. Chang L., Shuai H., Zhang J., Li D. A Compact Dielectric-Loaded Log-Periodic Dipole Array (LPDA) Antenna.//IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, Vol. 16. Pp. 2759-2762.
3. Катаев И.Г. Ударные электромагнитные волны. М.: Советское радио. 1963, 152 с.

REFERENCES

1. Harmuth H.F. Nonsinusoidal Waves for Radar and Communication. NY: Academic Press. 1981, 376 p.
2. Chang L., Shuai H., Zhang J., Li D. A Compact Dielectric-Loaded Log-Periodic Dipole Array (LPDA) Antenna.//IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, Vol. 16. Pp. 2759-2762.
3. Kataev I.G. Blowing EMW. M.: Sjviet Radio. 1963, 152 p.

ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ LORA СИГНАЛОВ

Д. В. Шатилов^{1,2}, В. Б. Манелис¹, А. Б. Токарев^{1,2,3}

¹Научно-производственная компания АО ИРКОС, Москва, Россия

²Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

³Международный институт компьютерных технологий (МИКТ), Воронеж, Россия

Аннотация. В последние годы активно развиваются технологии удаленного взаимодействия устройств между собой («Интернет вещей»). В частности, широкое распространение получила технология беспроводной передачи данных LoRaWAN. LoRa терминалы используют дешевые опорные генераторы, что может вызывать существенные частотные и тактовые расстройки. Успешный прием LoRa сигнала требует высокоточной частотной и тактовой синхронизации. Разработан алгоритм частотно-временной синхронизации LoRa сигнала, обеспечивающий высокую точность синхронизации в условиях низких отношений сигнал-шум, значительных частотных и тактовых расстроек. Алгоритм основан на использовании структуры сигнала и успешно протестирован как методом компьютерного моделирования, так и на реальных сигналах. Он успешно внедрен в российский портативный анализатор сигналов радиосетей АРСЕНАЛ-И для анализа LoRa сигналов, который используется операторами сетей и службами радиоконтроля.

Ключевые слова: алгоритм; LoRa сигнал; параметры передачи; преамбула; ЛЧМ символ; частотная и тактовая расстройка; синхронизация.

FREQUENCY-TIME SYNCHRONIZATION OF LORA SIGNALS

D. V. Shatilov^{1,2}, V. B. Manelis¹, A. B. Tokarev^{1,2,3}

¹JSC «IRCOS», Moscow, Russia

²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

³International Institute of Computer Technology, Voronezh, Russia

Abstract. Technologies for remote interaction of devices among themselves (“Internet of things”) have been actively developing in recent years. In particular, LoRaWAN wireless data transmission technology has become widespread. LoRa terminals use low-cost reference generators, which can cause significant frequency and clock shifts. Successful reception on the LoRa signal requires high-precision frequency and clock synchronization. An algorithm for frequency-time synchronization of the LoRa signal has been developed, which ensures high synchronization accuracy in conditions of low signal-to-noise ratios, significant frequency and clock shifts. The algorithm is based on the use of the signal structure and has been successfully tested both by computer simulation and on real signals. It has been successfully implemented in the Russian portable signal analyzer of radio networks Arsenal-I for the analysis of LoRa signals, which is used by network operators and radio monitoring services.

Keywords: algorithm; LoRa signal; transmission parameters; preamble; chirp symbol; frequency and clock shifts; synchronization.

1. ВВЕДЕНИЕ

В последние годы широкое распространение получили беспроводные системы связи между устройствами различного назначения (Интернет вещей – IoT). Одной из наиболее распространенных технологий IoT является LoRaWAN (Long Range Wide Area Networks). Технология LoRaWAN включает в себя закрытый протокол физического

уровня (модуляция, помехоустойчивое кодирование и др.) и набор открытых протоколов MAC уровня. Основой физического уровня является LoRa модуляция. Этот вид модуляции с расширением спектра реализуется посредством циклического сдвига ЛЧМ символов. Важнейшими параметрами передачи LoRa сигнала являются спрединг фактор SF (число передаваемых бит на символ) и полоса сигнала BW . LoRa модуляция характеризуется высокой избыточностью и помехоустойчивостью. В зависимости от спрединг фактора минимальное значение рабочего отношения сигнал-шум при идеальной синхронизации варьируется от -7.5 dB до -20 dB.

LoRa терминалы характеризуются минимальным энергопотреблением, относительно невысокой скоростью передачи данных, достаточно большой дальностью действия (до 10-15 км) и низкой стоимостью. Они используют дешевые опорные генераторы, нестабильность которых составляет порядка $\gamma = 10^{-5}$ и выше, что может вызывать существенные частотные и тактовые расстройки. Известно, что высокоточная синхронизация является ключевым фактором успешного приема LoRa сигнала [1-4].

В этой связи актуальной является разработка алгоритма частотно-временной синхронизации, обеспечивающего высокую точность синхронизации в условиях низких отношений сигнал-шум и значительных частотных и тактовых расстроек.

2. СТРУКТУРА ПРЕАМБУЛЫ LoRa СИГНАЛА

Спрединг фактор LoRa сигнала в общем случае может принимать одно из значений $SF = \overline{7,12}$. Полоса сигнала может быть равна $BW = 125$ кГц, $BW = 250$ кГц или $BW = 500$ кГц. Длина LoRa символа T_s и скорость изменения его частоты β могут быть выражены через параметры передачи следующим образом: $T_s = 2^{SF}/BW$, $\beta = BW/T_s$.

LoRa сигнал состоит из преамбулы и следующего за ней информационного блока. Структура преамбулы представлена на рисунке 1. В начале преамбулы передаются восходящие ЛЧМ символы (частота которых увеличивается). Их количество должно быть не менее шести. Затем следуют два модулированных LoRa символа, которые несут информацию о типе сети. В конце преамбулы передаются два с четвертью нисходящих ЛЧМ символов (частота которых уменьшается). Восходящие и нисходящие ЛЧМ символы преамбулы служат для частотно-временной и тактовой синхронизации.

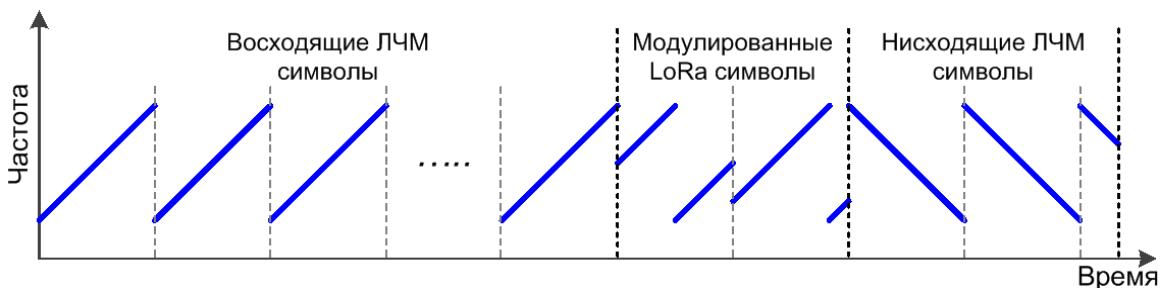


Рис. 1. Структура преамбулы LoRa сигнала

3. КРАТКИЙ ОБЗОР ИЗВЕСТНОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

На сегодняшний день известен ряд публикаций [1-4] и др., посвященных критически важным для LoRa сигналов вопросам частотно-временной и тактовой синхронизации.

В [1, 2] рассмотрен оптимальный алгоритм оценки частотной расстройки по восходящим ЛЧМ символам преамбулы. Для него формируется решающая функция

частотного сдвига, представляющая собой корреляцию входного сигнала с восходящим ЛЧМ символом, сдвинутым по частоте на различные значения. Оценка частотной расстройки определяется по положению максимума этой решающей функции. Существенным недостатком данного алгоритма является многопиковость его сигнальной функции, которая при низких отношениях сигнал-шум приводит к ошибочной оценке. Поэтому помехоустойчивость алгоритма недостаточна.

В [3, 4] представлен алгоритм частотно-временной синхронизации, основанный на использовании восходящих и нисходящих ЛЧМ символов преамбулы. Выходные сигналы корреляторов, согласованных с этими символами, при наличии частотной расстройки имеют противоположное временное смещение локальных максимумов. Это позволяет приблизенно оценить временное смещение и выполнить оценку частотной расстройки. Точность такого подхода ограничена дискретом выходных сигналов корреляторов, что может приводить к ошибкам временного смещения и, как следствие, ошибкам частотной расстройки.

4. ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ LoRa СИГНАЛОВ

Для предложенного алгоритма частотно-временной синхронизации исходные данные представляют собой отсчеты фильтрованного видеосигнала $x_i, i = 0, 1, 2, \dots$, поступающие с приемного устройства. Частота дискретизации равна $f_d = 1$ МГц. С запасом на частотную расстройку ширина полосы видеосигнала в зависимости от параметра BW может быть равна 225 кГц, 350 кГц или 600 кГц. Предполагаем, что в процедуре обнаружения предварительная оценка начала преамбулы LoRa сигнала получена.

Общая схема предложенной трехэтапной частотно-временной синхронизации представлена на рисунке 2.



Рис. 2. Общая схема частотно-временной синхронизации

На первом этапе определяется число N_{up} восходящих ЛЧМ символов преамбулы и оценивается тактовая расстройка δ , понимаемая как временной уход в отсчетах за один символ. Эта величина зависит от нестабильности опорного генератора и может достигать значений $\pm N_s \gamma$, где $N_s = T_s f_d$ – длина LoRa символа в отсчетах. Например, при $BW = 125$ кГц, $SF = 12$ и $\gamma = 10^{-5}$ величина δ может достигать 0.33 отсчета.

Рассчитывается корреляция входного сигнала с опорным восходящим ЛЧМ символом, соответствующим параметрам передачи SF , BW . Для сокращения времени обработки выходной сигнал коррелятора формируется только на интервалах, рассчитанных по началу преамбулы LoRa сигнала и соответствующих окрестности предварительных оценок положений восходящих символов. На каждом таком временном интервале выполняется сравнение локального максимума коррелятора с порогом. Положение первого локального максимума, превысившего порог, полагаем началом первого символа преамбулы. Процедура поиска других символов преамбулы заканчивается, если порог не превышен на двух соседних интервалах. В этом случае положение последнего локального максимума, превысившего порог, считается началом последнего восходящего ЛЧМ символа преамбулы. По положениям первого и последнего восходящих символов преамбулы рассчитывается общее число N_{up} восходящих символов.

Пример оценки положений и числа восходящих символов преамбулы иллюстрируется на рисунке 3.

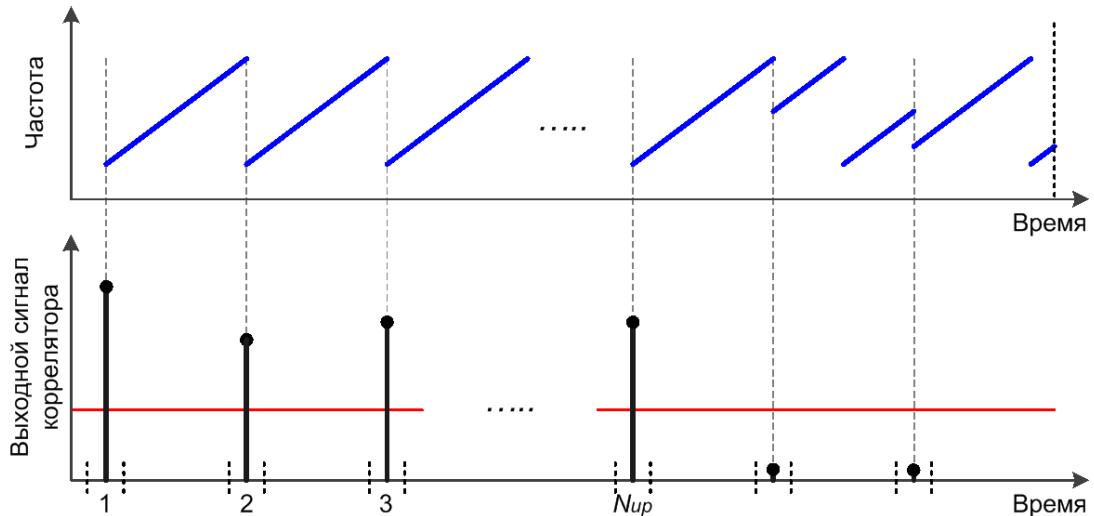


Рис. 3. Пример оценки положений и числа восходящих символов преамбулы, порог – красным цветом

Оценка тактовой расстройки определяется по формуле

$$\delta = \frac{y_{N_{up}} - y_1}{N_{up} - 1} - N_s. \quad (1)$$

В (1) y_1 , $y_{N_{up}}$ – оценки положения первого и последнего восходящих символов преамбулы, уточненные посредством квадратурной интерполяции [5]

$$y_m = k_m + \frac{|Q_m^{(+1)}|^2 - |Q_m^{(-1)}|^2}{2(2|Q_m|^2 - |Q_m^{(+1)}|^2 - |Q_m^{(-1)}|^2)}, \quad (2)$$

где $k_m, m=1, N_{up}$ – дискретные оценки положения восходящих символов преамбулы, Q_m – комплексные значения выходного сигнала коррелятора в точках k_m , $Q_m^{(+1)}$ и $Q_m^{(-1)}$ – комплексные значения выходного сигнала коррелятора в соседних точках начала восходящих символов (справа и слева соответственно).

На втором этапе по восходящим и нисходящим ЛЧМ символам преамбулы выполняется оценка частотной расстройки F и ее компенсация. Заметим, что для LoRa

сигнала частотная расстройка порождает ошибку в определении положения символов преамбулы, то есть ошибку временной синхронизации, которая пропорциональна частотной расстройке. Это приводит к неправильному определению положения информационных символов и, как следствие, ошибкам демодуляции. Поэтому высокоточная оценка частотной расстройки (которая может достигать десятков кГц) является ключевым элементом приема LoRa сигнала. Для оценки частотной расстройки используются две особенности сигнала. Первая – одинаковые восходящие символы преамбулы, позволяющие использовать фазоразностный метод. Ограничиться только этим методом не представляется возможным, поскольку при значительных частотных расстройках имеет место переход оценки фазы через 2π , и, как следствие, неопределенность оценки частотной расстройки. Вторая особенность – наличие нисходящих ЛЧМ символов. Выходные сигналы корреляторов, согласованные соответственно с восходящим и нисходящим ЛЧМ символами, при наличии частотной расстройки имеют противоположное временное смещение локальных максимумов. Это позволяет, как и в [3, 4], используя структуру преамбулы, приблизенно оценить временное смещение, по которому получить приближенную оценку частотной расстройки и устранить неопределенность фазоразностного метода. В работе для оценки частотной расстройки использованы обе эти особенности сигнала.

Связь частотной расстройки F и смещения временного положения $T = F/\beta$ максимумов выходного сигнала корреляторов восходящего и нисходящего символов иллюстрируется на рисунке 4. Синим цветом показан случай наличия частотной расстройкой F , серым цветом – ее отсутствия.

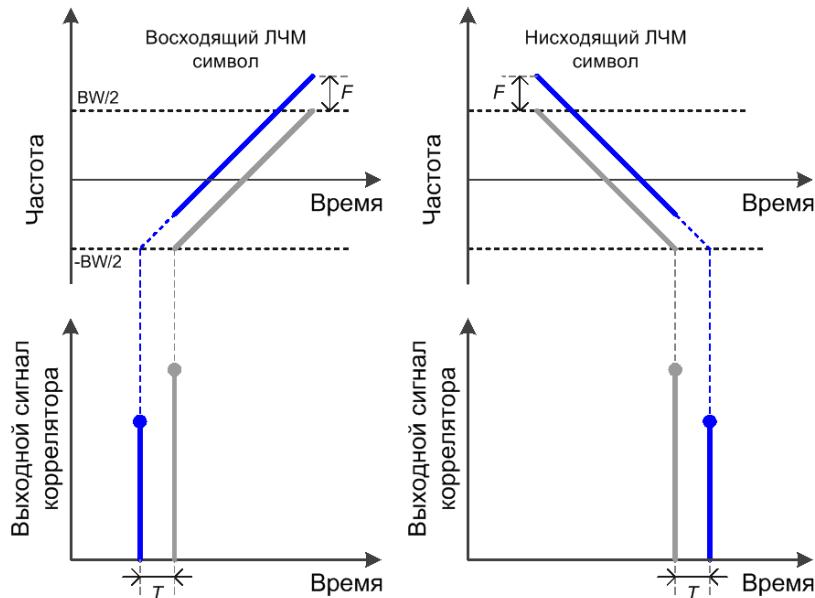


Рис. 4. Связь частотной расстройки и временного смещения максимумов выходного сигнала корреляторов восходящего и нисходящего символов

Оценка частотной расстройки F формируется как сумма двух компонент. Первая компонента $F1$ определяется фазоразностным методом [6] по восходящим символам преамбулы

$$F1 = \frac{1}{2\pi \times T_s} \arg \left[\sum_{m=1}^{N_{up}-1} (Q_m^* \times Q_{m+1}) \right]. \quad (3)$$

Для оценки второй компоненты $F2$ анализируем выходной сигнал коррелятора, согласованного с нисходящим ЛЧМ символом. Положение первого локального

максимума, превысившего порог, полагаем началом первого нисходящего символа преамбулы.

С учетом структуры преамбулы, полученных оценок позиций последнего восходящего и первого нисходящего символов, а также тактовой расстройки вторая компонента $F2$ частотной расстройки равна

$$F2 = \frac{1}{T_s} \text{round} \left[\frac{(z_1 - y_{N_{up}} - 3N_s - 3\delta)}{2} \times \frac{BW}{f_d} - F1 \times T_s \right], \quad (4)$$

где z_1 – оценка положения первого нисходящего символа преамбулы, уточненная посредством квадратурной интерполяции, $\text{round}(\cdot)$ – ближайшее целое. В результате получаем оценку частотной расстройки $F = F1 + F2$, по которой осуществляется частотная подстройка входного сигнала

$$x'_i = x_i \times \exp \left(\frac{-j \times 2\pi F \times i}{f_d} \right), \quad (5)$$

где $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица.

На третьем этапе определяется начало информационного блока. Для этого формируется корреляция скорректированного по частоте входного сигнала с нисходящим ЛЧМ символом. Превышение выходным сигналом коррелятора порога фиксируется как положение второго нисходящего символа преамбулы, по которому, используя структуру LoRa сигнала, рассчитывается начало информационного блока.

$$z_{\text{inf}} = \text{round} [z_2 + 1.25(N_s + \delta)], \quad (6)$$

где z_2 – оценка положения второго нисходящего символа преамбулы, уточненная посредством квадратурной интерполяции. Пример выходного сигнала коррелятора представлен на рисунке 5.

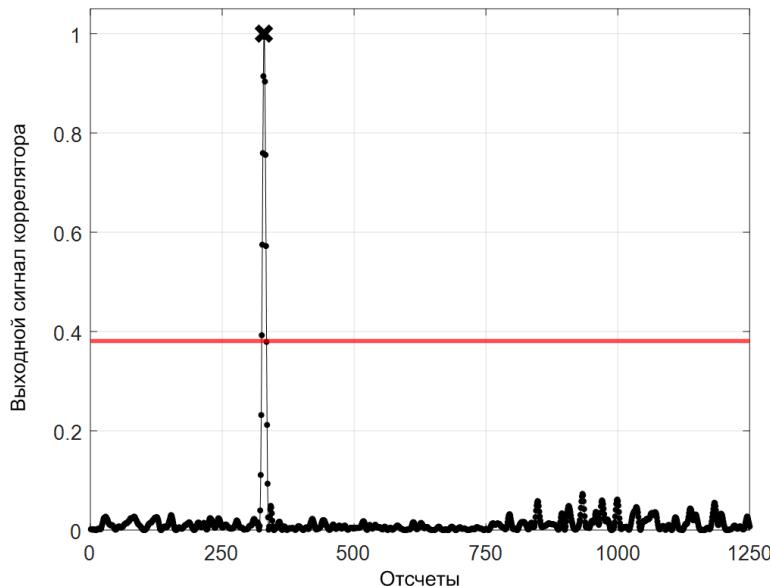


Рис. 5. Пример выходного сигнала коррелятора

5. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Разработанный алгоритм частотно-временной синхронизации LoRa сигналов был протестирован методом компьютерного моделирования посредством приема сигналов симулятора LoRaWAN, а также на реальных сигналах. Симулятор был разработан на основе имеющихся данных о физическом уровне и протоколах LoRaWAN. Он позволяет смоделировать LoRa сигналы с различными значениями спрединг фактора, ширины полосы, скорости кодирования, длины сообщения, частотных и тактовых расстроек, отношения сигнала-шум.

При проведении имитационного моделирования алгоритма синхронизации параметры передачи LoRa сигнала полагались известными, а процедура обнаружения – выполненной успешно. На рисунке 6 приведены вероятности успешного приема передаваемого сообщения информационного блока в зависимости от отношения сигнала-шум при параметрах передачи $SF = 12$, $BW = 125$ кГц и $SF = 8$, $BW = 125$ кГц. Синий цвет соответствует случаю отсутствия частотной расстройки, а красный цвет – частотной расстройке 50 кГц. Ухудшение характеристик помехоустойчивости в случае частотных расстроек обусловлено снижением локальных максимумов на выходе корреляторов, согласованных с восходящим и нисходящим ЛЧМ символами. При этом проигрыш из-за частотной расстройки составляет не более 3-4 дБ.

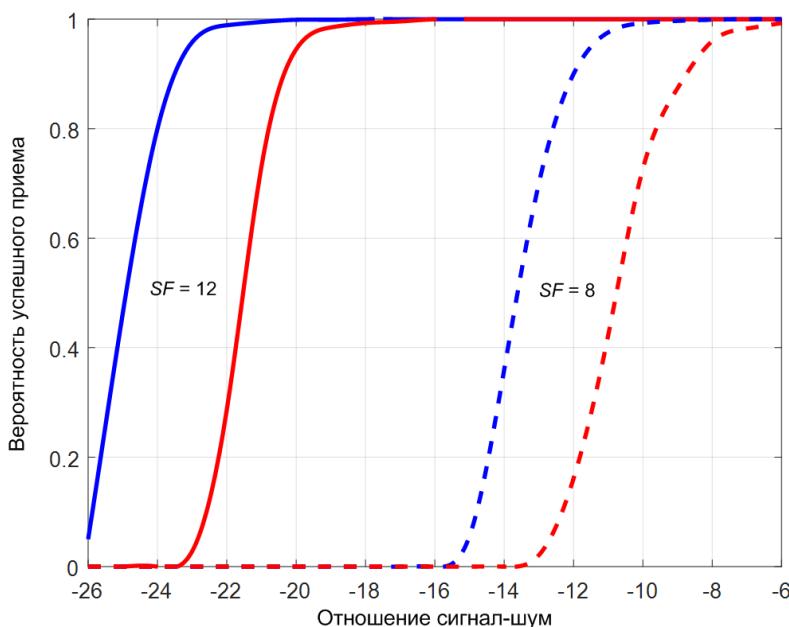


Рис. 6. Вероятность успешного приема сообщения в зависимости от отношения сигнала-шум, синий цвет – частотная расстройка равна 0, красный цвет – 50 кГц

Рисунки 7, 8 иллюстрируют пример нормированных гистограмм погрешности оценок частотной и тактовой расстроек для параметров передачи $SF = 12$, $BW = 125$ кГц при отношении сигнала-шум -20 дБ и частотной расстройке 50 кГц. Гистограммы нормированы на число испытаний 1000. Ширина колодца гистограммы – 0.2. Из рисунка 7 видно, что оценка частотной расстройки является высокоточной, с вероятностью 0.98 погрешность оценки не превышает 1 Гц. С уменьшением длительности LoRa символа абсолютные значения погрешности увеличиваются, но остаются вполне приемлемыми для успешной демодуляции и приема сообщений.

Что касается оценки тактовой расстройки (1), как следует из рисунка 8, ее точность при низких отношениях сигнала-шум является недостаточной. Из-за этого

положения начала LoRa символов определяется неверно, что приводит к срыву приема. Поэтому при демодуляции LoRa символов дополнительно была использована временная автоподстройка.

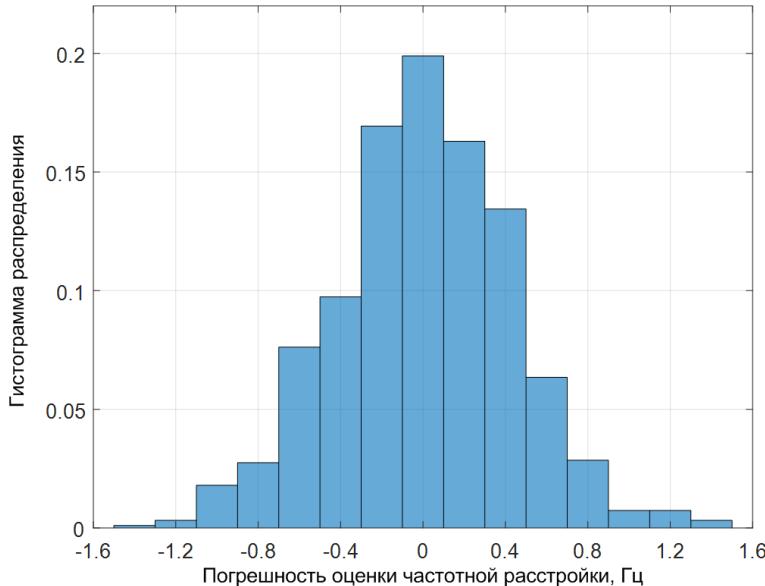


Рис. 7. Гистограмма распределения погрешности оценки частотной расстройки

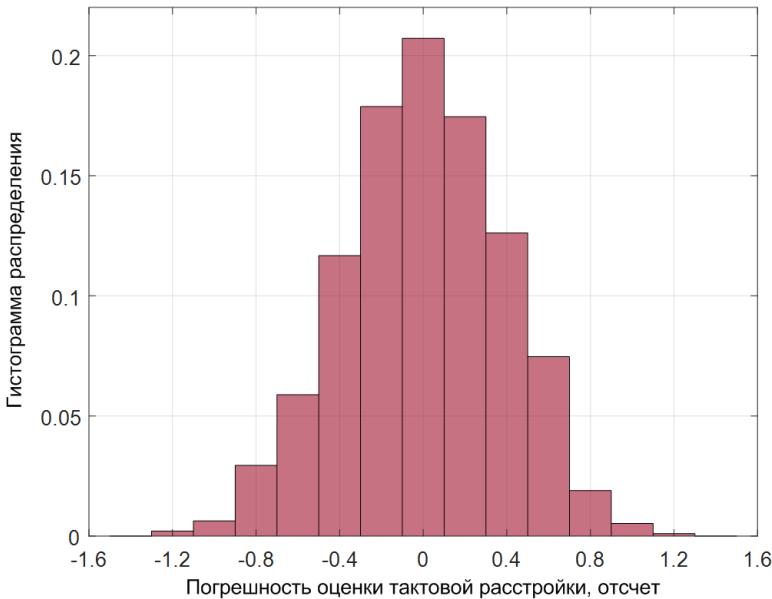


Рис. 8. Гистограмма распределения погрешности оценки тактовой расстройки

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлен помехоустойчивый алгоритм частотно-временной синхронизации для приема LoRa сигналов, использующий особенности структуры сигнала. Алгоритм успешно протестирован как методом компьютерного моделирования, так и на реальных сигналах. Он показал высокую эффективность в условиях низких отношений сигнал-шум. Допустимая частотная расстройка может достигать ± 50 кГц, а нестабильность опорного генератора, определяющая тактовую

расстройку, – от 3×10^{-5} до 8×10^{-5} в зависимости от длины LoRa символа. Эти характеристики с запасом удовлетворяют параметрам терминалов LoRaWAN.

Разработанный алгоритм синхронизации успешно реализован в российском портативном анализаторе сигналов радиосетей АРСЕНАЛ-И производства АО «ИРКОС» для анализа LoRa сигналов, который используется операторами сетей и службами радиоконтроля.

ЛИТЕРАТУРА

1. Savaux V., Delacourt C., Savelli P. On Time-Frequency Synchronization in LoRa System: From Analysis to Near-Optimal Algorithm // TechRxiv, 2021. – 11 p.
2. Marquet A., Montavont N. Carrier and Symbol Synchronization for LoRa Receivers // International Conference on Embedded Wireless Systems and Networks, Lyon, France, 2020. – pp. 277–282.
3. De Omena Simas J. P. Software-Defined Radio Implementation of LoRa Detector and Transceiver: dis. ... student. Torino, Politecnico di Torino, 2021. – 80 p.
4. Xhonneux M., Afisiadis O., Bol D., Louveaux J. A Low-Complexity LoRa Synchronization Algorithm Robust to Sampling Time Offsets // IEEE Internet of Things Journal, 2021. – 14 p.
5. Манелис В. Б., Сергиенко А. И. Высокоточная оценка времени прихода радиосигнала // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2008, Т 51, № 2. – С. 64–69.
6. Каюков И. В., Манелис В. Б. Сравнительный анализ различных методов оценки частоты сигнала // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2006, Т 49, № 7. – С. 42–56.

REFERENCES

1. Savaux V., Delacourt C., Savelli P. On Time-Frequency Synchronization in LoRa System: From Analysis to Near-Optimal Algorithm // TechRxiv, 2021. – 11 p.
2. Marquet A., Montavont N. Carrier and Symbol Synchronization for LoRa Receivers // International Conference on Embedded Wireless Systems and Networks, Lyon, France, 2020. – pp. 277–282.
3. De Omena Simas J. P. Software-Defined Radio Implementation of LoRa Detector and Transceiver: dis. ... student. Torino, Politecnico di Torino, 2021. – 80 p.
4. Xhonneux M., Afisiadis O., Bol D., Louveaux J. A Low-Complexity LoRa Synchronization Algorithm Robust to Sampling Time Offsets // IEEE Internet of Things Journal, 2021. – 14 p.
5. Manelis V. B., Sergienko A. I. High-precision estimation of the time of arrival of radio signals // Radioelectronics and Communications System, 2008, Vol 51, No. 2. – pp. 101–105.
6. Kayukov I. V., Manelis V. B. Comparative analysis of different methods of signal frequency estimation // Radioelectronics and Communications System, 2006, Vol. 49, No. 7. – pp. 28–37.

АНАЛИЗ СИГНАЛОВ LORAWAN

Д. В. Шатилов^{1,2}, В. Б. Манелис¹, В. А. Сладких¹

¹Научно-производственная компания АО ИРКОС, Москва, Россия

²Воронежский государственный технический университет (ВГТУ), Воронеж, Россия

Аннотация. В последние годы активно развиваются технологии удаленного взаимодействия устройств между собой («Интернет вещей»). В частности, широкое распространение получила технология беспроводной передачи данных LoRaWAN. Для планирования и эксплуатации этих сетей, проверки соответствия требований к параметрам передатчиков, контроля зон покрытия, проверки соблюдения частотно-территориального плана операторам сетей и государственным радиочастотным службам необходимо регулярно осуществлять поиск и анализ сигналов LoRaWAN. Целью работы являлась разработка комплекса процедур обработки сигнала LoRaWAN, который позволяет выполнить обнаружение и идентификацию источников сигнала в условиях низких отношений сигнал-шум и существенных частотных и тактовых расстроек. Алгоритмический комплекс успешно протестирован как методом компьютерного моделирования сигналов LoRaWAN с помощью разработанного симулятора (при различных значениях спрединг фактора, ширины полосы, скорости кодирования, длины сообщения, частотных и тактовых расстроек, отношения сигнал-шум), так и на реальных сигналах. Представленный комплекс процедур предназначен для реализации в цифровых радиоприемных устройствах радиомониторинга.

Ключевые слова: LoRaWAN; алгоритмический комплекс; LoRa модуляция; параметры передачи; преамбула; информационный блок; заголовок; сообщение; идентификационные данные.

LORAWAN SIGNAL ANALYSIS

D. V. Shatilov^{1,2}, V. B. Manelis¹, V. A. Sladkikh¹

¹JSC «IRCOS», Moscow, Russia

²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract. Technologies for remote interaction of devices among themselves (“Internet of things”) have been actively developing in recent years. In particular, LoRaWAN wireless data transmission technology has become widespread. To plan and operate these network, verify compliance with the requirements for transmitter parameters, control the coverage areas, and verify compliance with the frequency-territorial plan, network operators and government radio frequency services need to regularly search and analyze LoRaWAN signals. The aim of the work was to develop a set of LoRaWAN signal processing procedures that allows for the detection and identification of signal sources in conditions of low signal-to-noise ratios and significant frequency and clock shifts. The algorithmic complex has been successfully tested both by computer simulation of LoRaWAN signals using the developed simulator (for various values of the spreading factor, bandwidth, encoding speed, message length, frequency and clock shifts, signal-to-noise ratio), and on real signals. The presented set of procedures is intended for implementation in digital radio monitoring devices.

Keywords: LoRaWAN; algorithmic complex; LoRa modulation; transmission parameters; preamble; information block; header; payload; identification data.

1. ВВЕДЕНИЕ

В последние годы широкое распространение получили беспроводные системы связи между устройствами различного назначения (Интернет вещей – IoT). Одной из наиболее распространенных технологий IoT является LoRaWAN (Long Range Wide Area Networks) [1, 2]. Основными элементами сети LoRaWAN являются оконечные устройства, базовые станции (шлюзы) и сервер сети, куда базовые станции ретранслируют сообщения оконечных устройств. Технология LoRaWAN включает в себя закрытый протокол физического уровня и набор открытых протоколов MAC уровня. Основой физического уровня является LoRa модуляция. Этот вид модуляции с расширением спектра реализуется посредством циклического сдвига ЛЧМ символов.

В настоящее время во многих странах мира, в том числе в России, осуществляется интенсивное развертывание глобальных сетей на основе LoRaWAN. Общее число выпущенных терминалов на 2024 год превышает 300 миллионов устройств. Для планирования и эксплуатации этих сетей, проверки соответствия требований к параметрам передатчиков, контроля зон покрытия, проверки соблюдения частотно-территориального плана операторам сетей и государственным радиочастотным службам необходимо регулярно проводить анализ сигналов LoRaWAN. В этой связи разработка процедур обнаружения и приема сигналов LoRaWAN является актуальной теоретической и практической задачей.

Различным аспектам приема сигналов LoRaWAN посвящены публикации [3-7] и др. Однако, представленные в работах алгоритмические решения имеют либо большую сложность реализации и низкое быстродействие, либо недостаточную точность синхронизации, что снижает потенциал помехоустойчивости LoRa модуляции. Кроме того, обзор известной литературы показал отсутствие полного описания процедур обработки сигналов LoRaWAN, а важный для анализа случай приема при неизвестных параметрах передачи (ширина полосы сигнала и спрединг фактор) не освещен вовсе.

В настоящей работе представлен полный быстродействующий помехоустойчивый алгоритмический комплекс анализа сигналов LoRaWAN, устойчивый к значительным величинам частотной и тактовой расстроек.

2. ОСОБЕННОСТИ ТЕХНОЛОГИИ И СТРУКТУРА СИГНАЛА LoRaWAN

Важнейшими параметрами передачи LoRa сигнала являются спрединг фактор SF (число передаваемых бит на символ) и полоса сигнала BW . Спрединг фактор в общем случае может принимать одно из значений $SF = \overline{7,12}$. Полоса сигнала может быть равна $BW = 125$ кГц, $BW = 250$ кГц или $BW = 500$ кГц.

LoRa сигнал состоит из ЛЧМ символов, частота которых может увеличиваться (восходящий ЛЧМ символ) или уменьшаться (нисходящий ЛЧМ символ). При LoRa модуляции возможно 2^{SF} значений передаваемого символа, соответствующих различным величинам циклического сдвига $s = \overline{0,2^{SF}-1}$. Таким образом, модулированный LoRa символ (на нулевой частоте) можно представить в виде:

$$s(t) = \begin{cases} \exp[j\pi(-BW + \beta t + 2 \cdot s/T_s)t], & 0 \leq t < T_s(1 - s/2^{SF}); \\ \exp[j\pi(-3BW + \beta t + 2 \cdot s/T_s)t], & T_s(1 - s/2^{SF}) \leq t < T_s, \end{cases} \quad (1)$$

где $\beta = BW/T_s$ – скорость изменения частоты LoRa символа, $T_s = 2^{SF}/BW$ – длина LoRa символа, $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица.

Сигнал LoRaWAN состоит из преамбулы и следующего за ней информационного блока (рисунок 1). В начале преамбулы передаются восходящие ЛЧМ символы,

количество которых должно быть не менее шести. Они служат для обнаружения сигнала, а также предварительной частотной, временной и тактовой синхронизации. Затем следуют два модулированных LoRa символа, которые несут информацию о типе сети LoRaWAN: приватная или публичная. В конце преамбулы передаются два с четвертью нисходящих ЛЧМ символов, необходимых для окончательной временной и частотной синхронизации. Информационный блок содержит передаваемые, в том числе идентификационные данные.

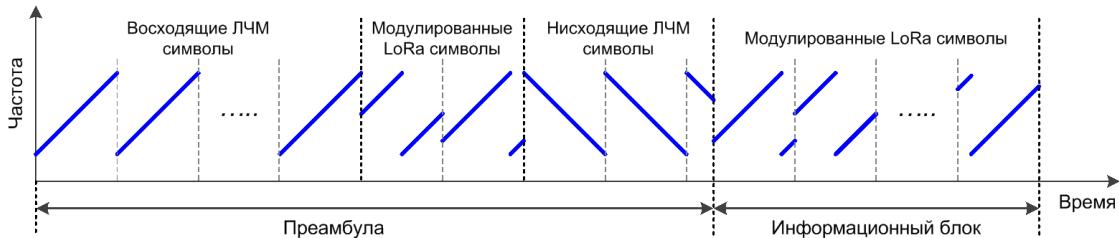


Рис. 1. Структура сигнала LoRaWAN

На битовом уровне информационный блок в общем случае состоит из заголовка, сообщения и его проверочных бит. При передаче сигнала LoRaWAN заголовок, а также проверочные биты сообщения могут отсутствовать.

Исходный битовый блок заголовка LoRa сигнала (12 бит) содержит информацию о длине сообщения L в байтах (8 бит), наличии/отсутствии проверочных бит (1 бит) и скорости кодирования сообщения CR (3 бита). Исходный битовый блок сообщения (до 255 байт) содержит информацию о типе передаваемого сообщения, направлении передачи (от оконечного устройства к базовой станции или наоборот), сетевом идентификаторе, адресе оконечного устройства и др. Входной битовый блок рандомизируется, после чего к нему добавляются 16 проверочных бит, если они присутствуют. Затем полученный блок подвергается кодированию Хэмминга (возможны 4 значения скорости кодирования: $CR = 4/5$, $CR = 4/6$, $CR = 4/7$, $CR = 4/8$), диагональному перемежению и обратному преобразованию Грэя. Сформированные биты группируются в символьные слова по SF бит каждое. Для повышения помехоустойчивости передаваемых сообщений предусмотрена возможность использования режима пониженной скорости передачи. В этом режиме два младших разряда символьного слова полагаются равными нулю, являются неинформативными и при приеме игнорируются. Десятичное представление символьного слова определяет величину циклического сдвига s соответствующего LoRa символа.

В начале каждого сообщения передается однобайтовый заголовок MAC уровня. Его первые 3 бита определяют тип сообщения и направление передачи. Тип наиболее часто передаваемых сообщений – восходящие/нисходящие данные. В таких сообщениях за MAC заголовком следует короткий адрес оконечного устройства DevAddr (4 байта), как показано на рисунке 2. Поле DevAddr состоит из префикса AddrPrefix, короткого сетевого идентификатора NwkID и короткого сетевого адреса оконечного устройства NwkAddr. Префикс определяет размеры полей NwkID и NwkAddr.

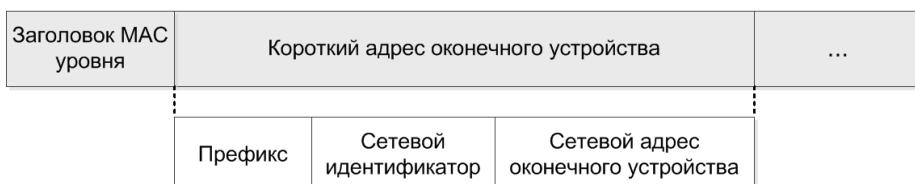


Рис. 2. Битовый блок сообщения «восходящие/нисходящие данные»

В сообщениях других типов могут передаваться также глобальный идентификатор оконечного устройства DevEUI (8 байт) и уникальный идентификатор сети NetID (3 байта).

3. ОБНАРУЖЕНИЕ И ИДЕНТИФИКАЦИЯ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛОВ LoRaWAN

Для LoRa модуляции рабочие отношения сигнал-шум могут быть достаточно низкими (при идеальной синхронизации варьируются от -7.5 дБ при $SF = 7$ до -20 дБ при $SF = 12$). Это накладывает жесткие требования и к другим процедурам обработки для сохранения потенциала помехоустойчивости LoRa сигнала. При практической реализации, кроме высокой помехоустойчивости, важной целью является повышение быстродействия разрабатываемых процедур. В этой связи было необходимо найти разумный компромисс между быстродействием и помехоустойчивостью алгоритмов. Кроме того, LoRa терминалы используют дешевые опорные генераторы, нестабильность которых составляет порядка 10^{-5} и выше. Это приводит к необходимости обнаружения и обработки сигнала в условиях существенных частотных и тактовых расстроек.

Исходными данными для анализа являются отсчеты фильтрованного видеосигнала, поступающие с приемного устройства. Ширина полосы видеосигнала – 600 кГц (с запасом на частотную расстройку), частота дискретизации – $f_d = 1$ МГц.

Общая схема обнаружения и идентификации источников сигнала LoRaWAN представлена на рисунке 3. Источниками сигнала могут быть как оконечные устройства, так и базовые станции LoRaWAN.



Рис. 3. Общая схема обнаружения и идентификации источников LoRaWAN

Кратко опишем необходимые процедуры.

Для определения параметров передачи был разработан относительно простой эвристический двухэтапный алгоритм, достаточно устойчивый к шумам и значительным частотным и тактовым расстройкам.

На первом этапе оценивается скорость β изменения частоты LoRa символов. В общем случае величина β может принимать 10 различных значений в зависимости от значений параметров передачи SF , BW . Для оценки этой величины формируются произведения отсчетов входного сигнала, сдвинутых на заданную величину. Массивы из 4096 произведений подвергаются преобразованию Фурье (БПФ), полученные блоки спектров мощности усредняются. Оценка скорости изменения частоты LoRa символов основана на том, что каждому возможному значению β соответствует свое положение спектральной компоненты в сформированном усредненном спектре. При наличии LoRa сигнала спектральная компонента, соответствующая истинному значению параметра β , будет существенно превосходить другие возможные компоненты. Пример усредненного спектра представлен на рисунке 4.

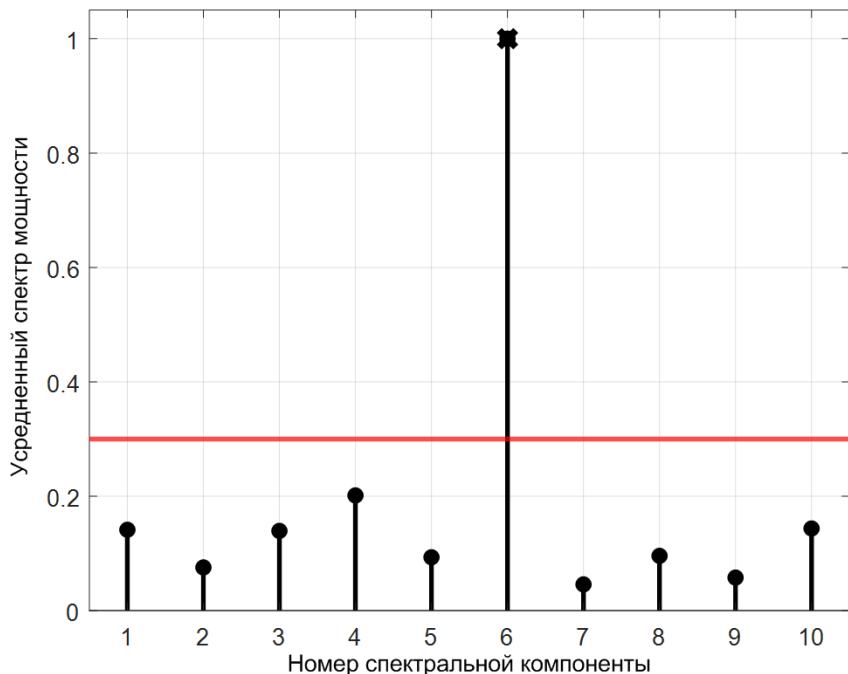


Рис. 4. Пример возможных спектральных компонент усредненного спектра мощности

На втором этапе определяется длина T_s LoRa символа. Оцененному значению β могут соответствовать разные длины T_s (до трех значений). Для оценки параметра T_s анализируется выходной сигнал коррелятора, согласованного с восходящим ЛЧМ символом с максимально возможной длительностью $T_s^{(\max)}$ при оцененном β . При наличии LoRa сигнала расстояние между двумя локальными максимумами коррелятора должно соответствовать одному из возможных значений T_s . В этом случае положение первого локального максимума фиксируется, как начало преамбулы LoRa сигнала.

По оцененным величинам β , T_s параметры передачи SF , BW рассчитываются по формулам

$$SF = \log_2 (\beta \times T_s^2), \quad BW = \beta \times T_s. \quad (2)$$

После обнаружения LoRa сигнала, определения параметров передачи и положения преамбулы выполняется трехэтапная частотно-временная синхронизация.

На первом этапе определяется число N_{up} восходящих ЛЧМ символов преамбулы и оценивается тактовая расстройка δ , понимаемая как временной уход в отсчетах за один символ. Определение величин N_{up} и δ выполняется по выходному сигналу коррелятора, согласованного с опорным восходящим ЛЧМ символом, соответствующим найденным параметрам передачи SF , BW . Для сокращения времени обработки выходной сигнал коррелятора рассчитывается только на интервалах, соответствующих окрестности предварительных оценок положений восходящих символов преамбулы. Для повышения точности оценок используется квадратурная интерполяция.

На втором этапе по восходящим и нисходящим ЛЧМ символам преамбулы выполняется оценка частотной расстройки F и ее компенсация. Оценка частотной расстройки F формируется как сумма двух компонент $F = F1 + F2$. Первая компонента $F1$ определяется фазоразностным методом по восходящим символам преамбулы. Для оценки второй компоненты $F2$ используется также нисходящий символ преамбулы. Выходные сигналы корреляторов, согласованные соответственно с восходящим и нисходящим ЛЧМ символами, при наличии частотной расстройки имеют противоположное временное смещение локальных максимумов. Это позволяет приблизенно оценить временное смещение и выполнить оценку $F2$. В результате получаем оценку частотной расстройки F , по которой осуществляется частотная подстройка входного сигнала.

На третьем этапе по корреляции скорректированного по частоте входного сигнала с нисходящим ЛЧМ символом оценивается положение второго нисходящего символа преамбулы и начало информационного блока. Кроме того, для двух модулированных символов преамбулы оценивается их циклический сдвиг, и определяется тип сети LoRaWAN.

После установления частотно-временной синхронизации для подавления внеполосных шумов осуществляется фильтрация входного сигнала до полосы BW и прием заголовка информационного блока.

Для приема заголовка используются 8 первых символов информационного блока. Для каждого из них выполняется демодуляция [3, 4], в результате получаем оценки циклического сдвига LoRa символов и 8 символьных слов по SF бит каждое. Для заголовка режим пониженной скорости передачи используется всегда, поэтому 2 младших разряда каждого символьного слова отбрасываются. Далее для полученных символьных слов выполняются следующие процедуры: прямое преобразование Грея, диагональное деперемежение, отделение части сообщения от битового блока, декодирование Хэмминга (скорость кодирования $CR = 4/8$). В результате находим 20 бит заголовка информационного блока, после чего выполняется проверка правильности приема. Если принятые проверочные и сформированные биты совпадают, из первых 15 бит извлекается информация о длине сообщения, скорости кодирования и наличии/отсутствии проверочных бит сообщения.

Если какие-либо соответствующие проверочные биты не совпадают, делается предположение, что заголовок информационного блока отсутствует. В этом случае прием идентификационных данных выполняется при априорной неопределенности относительно параметров сообщения.

После получения информации о длине сообщения и скорости кодирования осуществляется прием сообщения информационного блока и выделение идентификационных данных. Блок-схема приема приведена на рисунке 5.



Рис. 5. Блок-схема приема сообщения информационного блока

Прием сообщения всегда осуществляется при априорной неопределенности относительно использования/неиспользования режима пониженной скорости передачи. По длине L и скорости кодирования CR сообщения для этих двух вариантов рассчитывается количество LoRa символов сообщения информационного блока, после чего выполняется демодуляция. Далее для двух вариантов полученные символьные слова подвергаются следующим процедурам: прямое преобразование Грея, диагональное деперемежение, добавление части сообщения из заголовка (при наличии), декодирование Хэмминга (скорость кодирования CR). В результате для обоих вариантов получаем $8L$ информационных и 16 проверочных бит, если они присутствуют. Кроме того, с выхода декодера Хэмминга для обоих вариантов получаем также вектор синдромов ошибок, который содержит информацию о наличии и возможной позиции ошибки в блоке декодированных бит. Решение об использовании/неиспользовании режима пониженной скорости передачи принимается по максимальному количеству нулевых ошибок вектора синдромов. Соответствующий блок $8L$ информационных бит дерандомизируется.

Получение информации о типе сообщения, направлении передачи, а также выделение идентификационных данных выполняется в двух случаях:

- вектор синдромов нулевой. В этом случае дополнительная проверка правильности приема не требуется.
- вектор синдромов ненулевой, но проверочные биты присутствуют. В этом случае правильность приема сообщения верифицируется по ним.

При невыполнении обоих вышеуказанных требований принимается решение о невозможности достоверного приема сообщения.

При отсутствии заголовка информационного блока выделение идентификационных данных выполняется в условиях априорной неопределенности о параметрах сообщения. В этом случае осуществляется прием только части сообщения, в

которой содержатся идентификационные данные. Для каждого из вариантов использования/неиспользования режима пониженной скорости передачи попытка приема ведется для всех возможных скоростей кодирования CR. Достоверность принятых идентификационных данных в этом случае верифицируется только нулевым вектором синдромов.

Разработанные алгоритмы обнаружения и идентификации сигналов источников LoRaWAN были протестированы методом компьютерного моделирования посредством приема сигналов симулятора LoRaWAN. Симулятор был разработан на основе имеющихся данных о физическом уровне и протоколах LoRaWAN. Он позволяет смоделировать LoRa сигналы с различными значениями спрединг фактора, ширины полосы, скорости кодирования, длины сообщения, частотных и тактовых расстроек, отношения сигнала-шум. Кроме того, тестирование было выполнено на реальных сигналах.

Результаты тестирования показали, что допустимая частотная расстройка может достигать ± 50 кГц, а нестабильность опорного генератора, определяющая тактовую расстройку, – от 3×10^{-5} до 8×10^{-5} в зависимости от длины LoRa символа. Эти характеристики с запасом удовлетворяют параметрам терминалов LoRaWAN. Диапазон рабочих значений отношения сигнала-шум в зависимости от спрединг фактора составляет от -5 dB до -14 dB. Небольшая потеря потенциала LoRa модуляции обусловлена необходимостью дополнительных процедур, в частности, определения параметров передачи, частотно-временной и тактовой синхронизации. Эти процедуры дополнительно снижают интегральную помехоустойчивость алгоритмического комплекса, так как для некоторых из них были выбраны быстродействующие и не самые помехоустойчивые алгоритмы.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлен помехоустойчивый быстродействующий комплекс процедур анализа сигналов LoRaWAN. Алгоритмический комплекс успешно протестирован как методом компьютерного моделирования, так и на реальных сигналах. Он показал высокую эффективность в условиях низких отношений сигнал-шум, а также значительных частотных и тактовых расстроек.

Представленный комплекс реализован в российском портативном анализаторе сигналов радиосетей АРСЕНАЛ-И производства АО «ИРКОС». Анализатор применяется для планирования систем сотовой и транковой радиосвязи, включая системы IoT, на этапах развертывания и ввода в эксплуатацию, анализа зон покрытия, а также радиоконтроля существующих сетей с целью проверки параметров передатчиков и их соответствия частотно-территориальному плану.

ЛИТЕРАТУРА

1. TS001-1.0.4. LoRaWAN Link Layer Specification version 1.0.4. – LoRa Alliance Technical Committee, 2020. – 90 с.
2. TS002-1.1.0. LoRaWAN Backend Interfaces Specification version 1.1.0. – LoRa Alliance Technical Committee, 2020. – 85 с.
3. Степанов Н. В. Систематизированный обзор особенностей реализации физического уровня протокола LoRa // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Т. 17. № 11. – С. 11–26.
4. Леушин А. В. LoRa как новый вид модуляции. Принцип работы, основные параметры, помехоустойчивость // Техника радиосвязи. 2022. Выпуск 2(53). – С. 28–42.

5. Tapparel J. Complete Reverse Engineering of LoRa PHY // Tech. Rep. 2019. – 20 p.
6. Xhonneux M., Afisiadis O., Bol D., Louveaux J. A Low-Complexity LoRa Synchronization Algorithm Robust to Sampling Time Offsets // IEEE Internet of Things Journal. 2021. – 14 p.
7. Savaux V., Delacour C., Savelli P. On Time-Frequency Synchronization in LoRa System: From Analysis to Near-Optimal Algorithm. TechRxiv. 2021. – 11 p.

REFERENCES

1. TS001-1.0.4. LoRaWAN Link Layer Specification version 1.0.4. LoRa Alliance Technical Committee, 2020. – 90 p.
2. TS002-1.1.0. LoRaWAN Backend Interfaces Specification version 1.1.0. LoRa Alliance Technical Committee, 2020. – 85 p.
3. Stepanov N. V. A systematic overview of the features of the implementation of the physical layer of the LoRa protocol. T-Comm, 2023, vol. 17, no. 11. – pp. 11–26.
4. Leushin A. V., LoRa modulation as a new kind of modulation. Principle of operation, basic parameters, noise immunity // Radio communication technology. 2022. Issue 2(53). – pp. 28–42.
5. Tapparel J. Complete Reverse Engineering of LoRa PHY // Tech. Rep. 2019. – 20 p.
6. Xhonneux M., Afisiadis O., Bol D., Louveaux J. A Low-Complexity LoRa Synchronization Algorithm Robust to Sampling Time Offsets // IEEE Internet of Things Journal. 2021. – 14 p.
7. Savaux V., Delacour C., Savelli P. On Time-Frequency Synchronization in LoRa System: From Analysis to Near-Optimal Algorithm. TechRxiv. 2021. – 11 p.

ПРИМЕР МОДЕЛИ ПЛАНИРОВАНИЯ ЦИФРОВОЙ СЕТИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ РАДИОСВЯЗИ СТАНДАРТА LTE-1800 TDD

Д.П. Лобеев¹

¹Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I (ФГБОУ ВО ПГУПС), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. На данный момент есть понимание, что при классическом построении базовых станций стандарта LTE-1800 TDD потребуются большие капитальные вложения с точки зрения частотно-территориального планирования и учета электромагнитной совместимости. Такие требования не должны применяться для обычной технологической сети радиосвязи для голосовых сервисов и передачи telemetry. Иначе, в существующем виде сеть LTE может применяться только как дорогая локальная зонная сеть. Поэтому предлагается привести пример модели планирования цифровой сети технологической железнодорожной радиосвязи для ширины полосы канала 1.4 МГц.

Ключевые слова: LTE-1800 TDD, радиосвязь, железнодорожная магистраль, высокоскоростной транспорт, частотно-территориальное планирование.

AN EXAMPLE OF THE LTE-1800 TDD STANDARD DIGITAL RADIO NETWORK PLANNING MODEL

D.P. Lobeev¹

¹ St. Petersburg State University of Railways of Emperor Alexander I (FSBEI HE PGUPS), St. Petersburg, Russia

Abstract. At the moment, there is an understanding that the classical construction of LTE-1800 TDD base stations will require large capital investments in terms of frequency-territorial planning and consideration of electromagnetic compatibility. Such requirements should not apply to a conventional technological radio communication network for voice services and telemetry transmission. Otherwise, in its current form, the LTE network can only be used as an expensive local area network. Therefore, it is proposed to give an example of a model for planning a digital network of technological railway radio communications for a bandwidth of 1.4 MHz.

Keywords: LTE-1800 TDD, radio communications, railway, high-speed transport, frequency and territorial planning.

1. ВВЕДЕНИЕ

Необходимо провести моделирование ситуации, когда поезд будет проходить участок, в котором пересекаются 2 отдельные системы, работающие в одном стандарте LTE-1800 TDD и в одной полосе частот.

Для этого была выбрана ширина полосы частот 1.4 МГц (стандартный набор предполагает выбор из вариантов: 1.4 МГц, 3 МГц, 5 МГц или 10 МГц). Также, предполагается использовать вариант конфигурации субкадра TDD №1 (распределение по нисходящей линии, восходящей линии и специальному слоту соответственно 4:4:2). Скорость на участке необходимо обеспечить до 2 Мбит/с по нисходящей линии и до 1 Мбит/с на восходящей линии. Высота подвеса антенн – 20 метров. [1,2].

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Карта распределения пропускной способности для четырех базовых станций (БС) представлена на рисунке 1.

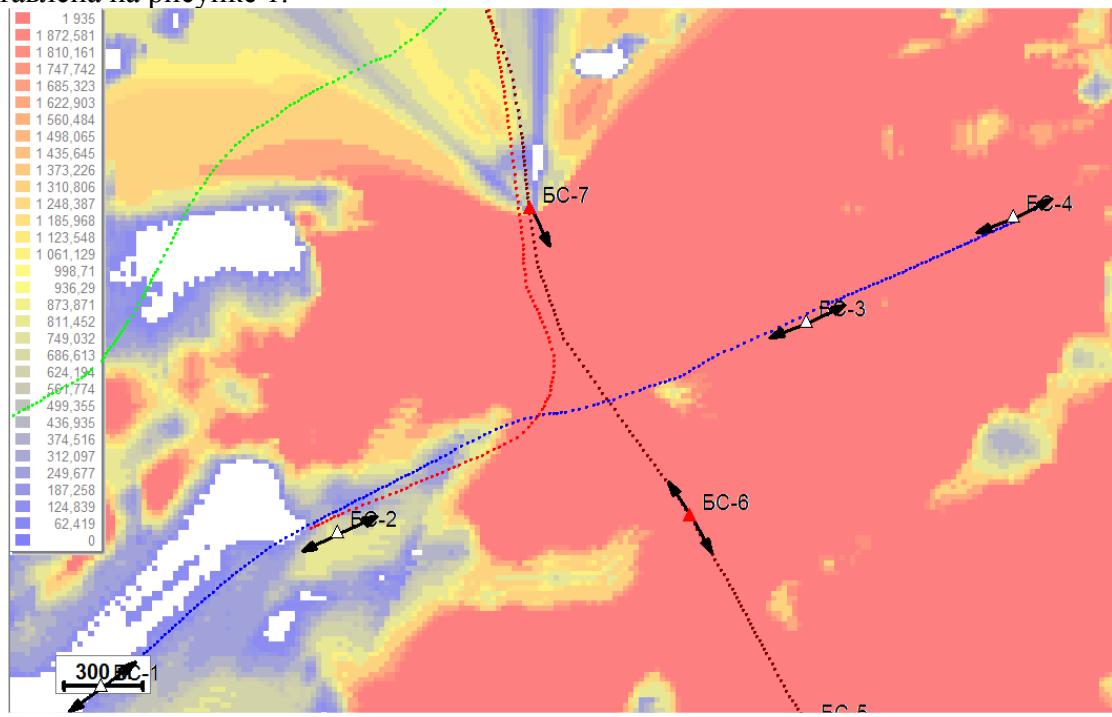


Рис. 1. Карта распределения пропускной способности на линии вниз для БС-7.

Далее покажем только ту зону, где обеспечиваются требуемые скорости передачи по нисходящей линии (до 2 Мбит/с) для данного участка.

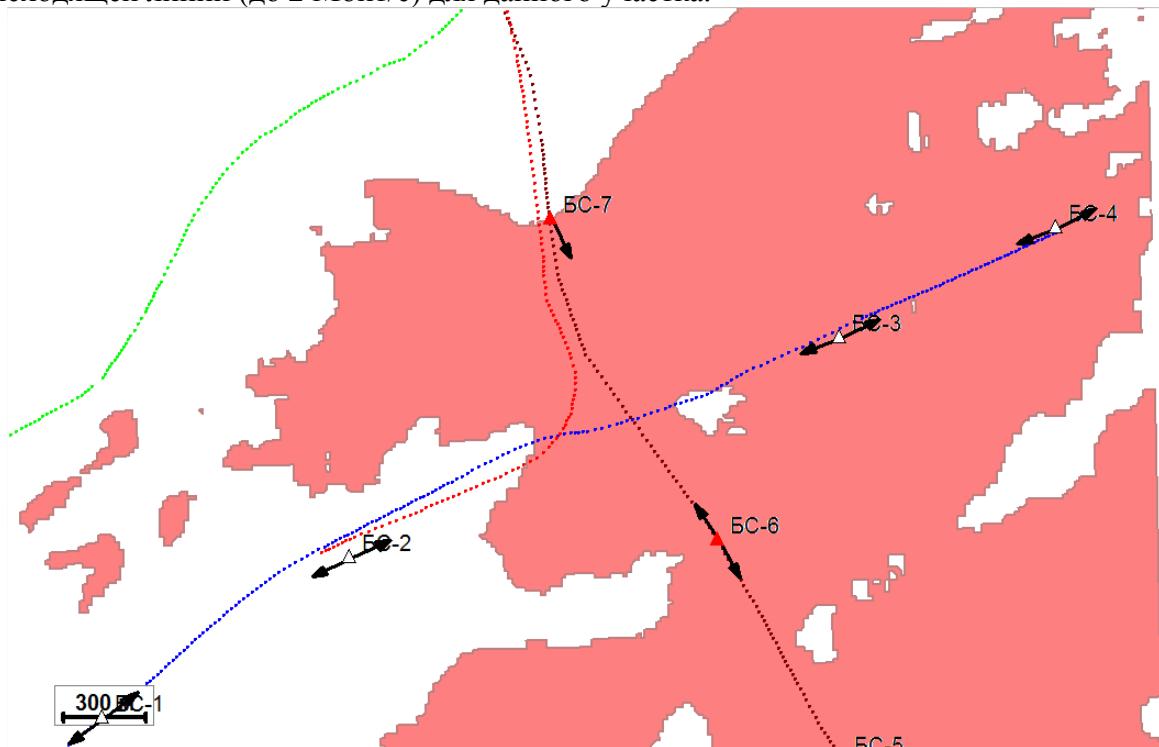


Рис. 2. Зона обслуживания для БС-7.

Для БС-6 стоит отметить, что угол наклона составляет -3 градуса. На рисунке 3 хорошо видно, что по углу места размер луча маленький, а по азимуту – большой.

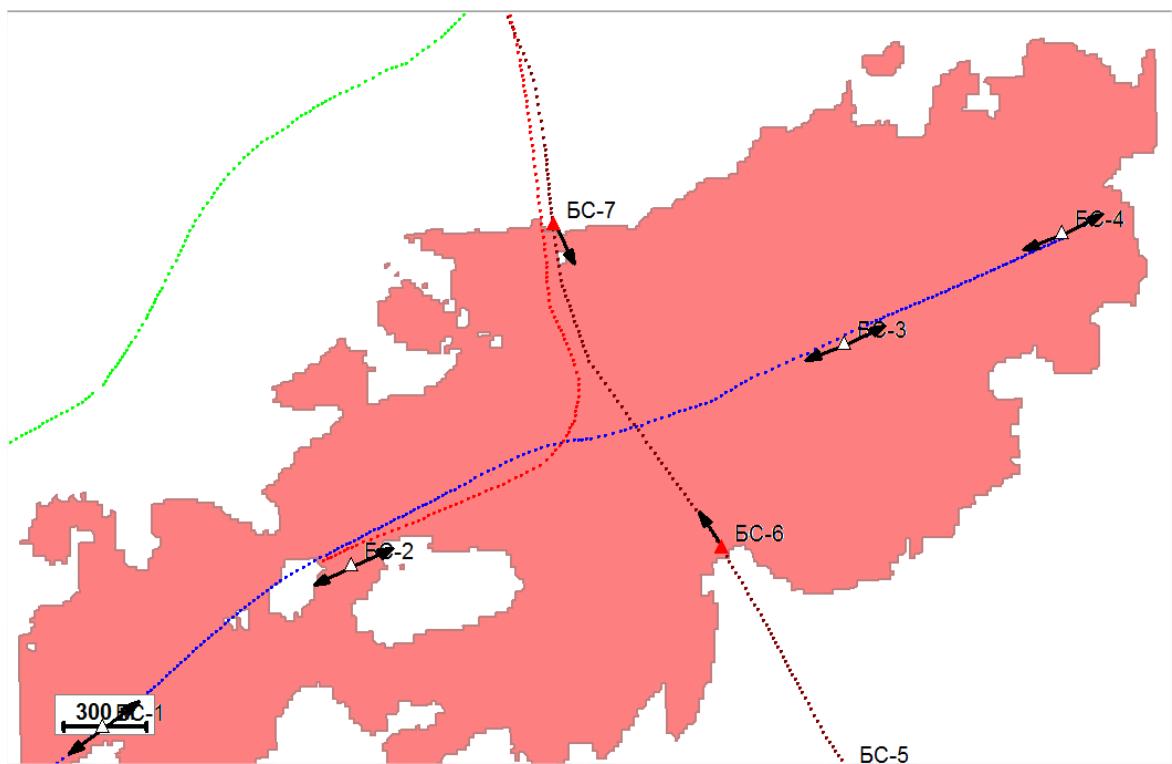


Рис. 3. Зона обслуживания для БС-6.

Зоны обслуживания, где обеспечиваются требуемые скорости передачи на линии вниз для БС-2 и БС-3 показаны на рисунках 4 и 5 соответственно.

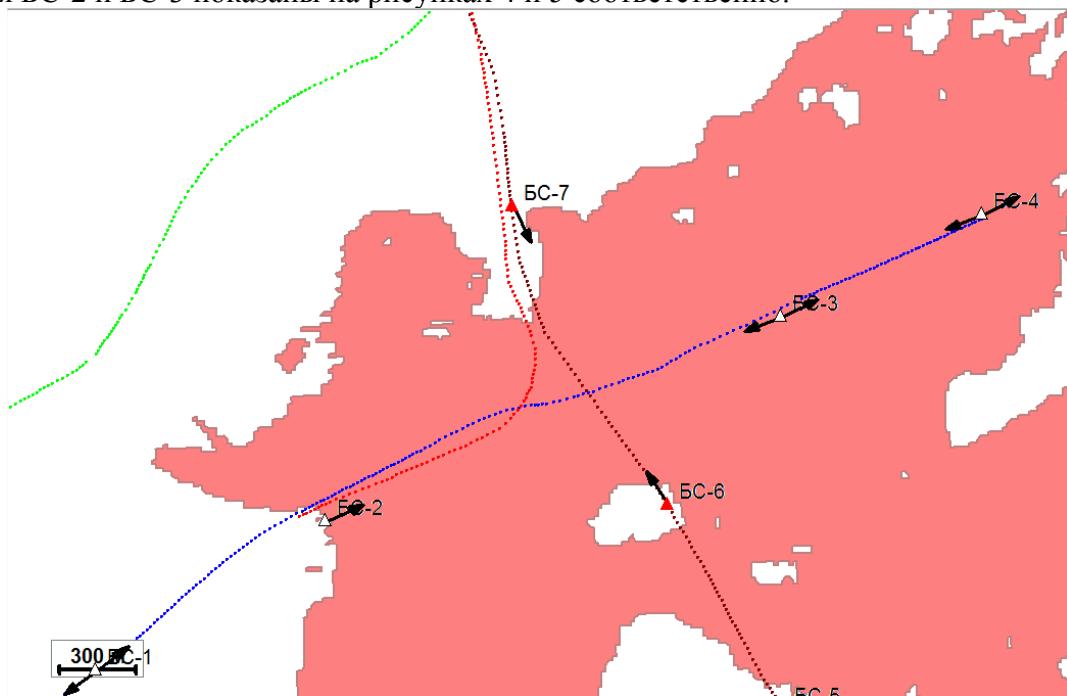


Рис. 4. Зона обслуживания для БС-2.

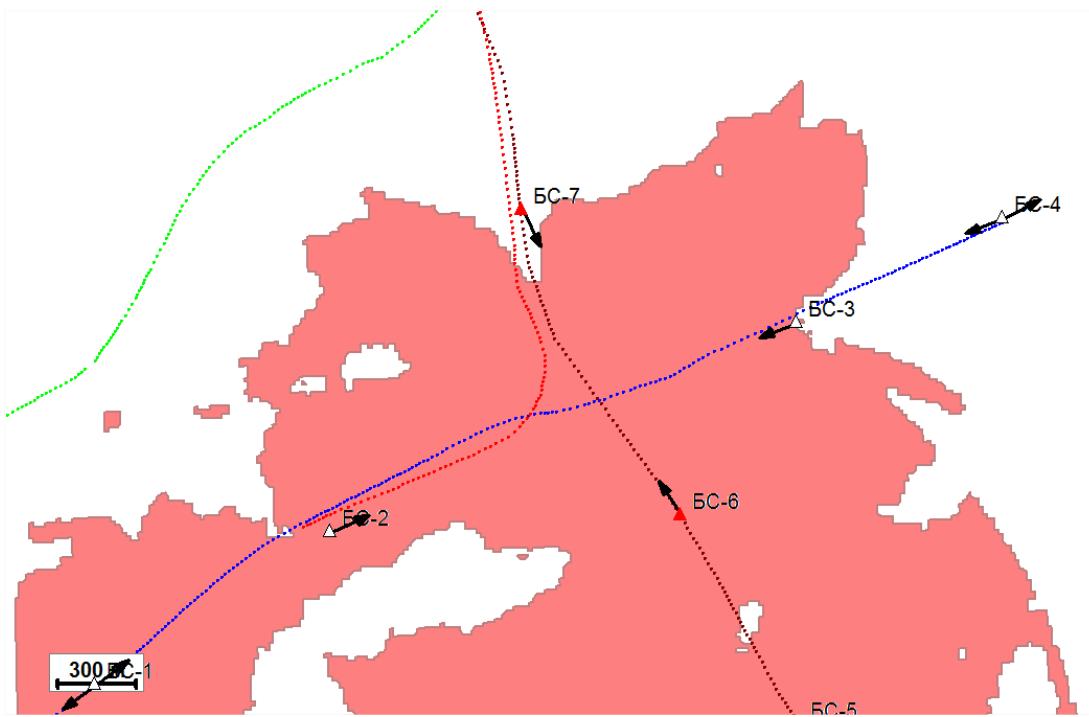


Рис. 5. Зона обслуживания для линии вниз на БС-3.

При моделировании работы системы в полосе 1.4 МГц мы можем реализовать группы частот (в данном случае – 7 частот). Следовательно, за одной из наших четырех базовых станций на пересечении будет повтор частоты. Например, БС-4 работает одним сектором в направлении к БС-3 на такой же частоте, как и БС-3 в сторону пересечения с железной дорогой. В таком случае будет действовать помеха на БС-3 от БС-4. Данная ситуация приведет к деградации зоны обслуживания. В свою очередь это означает, что требования по пропускной способности не будут удовлетворены и произойдет обрыв связи. Данная ситуация показана на рисунке 6.

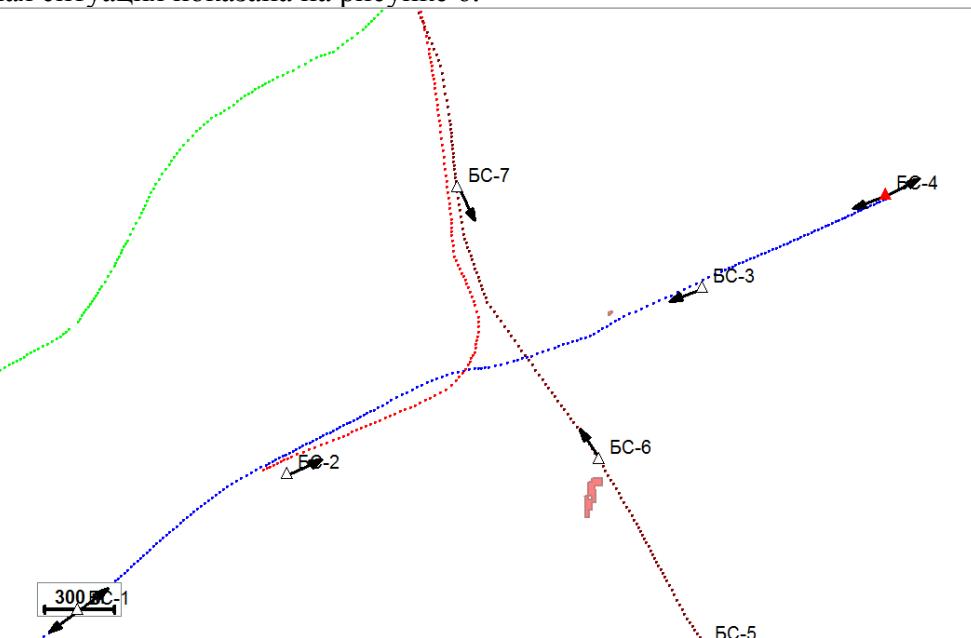


Рис. 6. Зона обслуживания, где обеспечивается скорость до 2 Мбит/с на линии вниз для БС-3 при воздействии помехи от БС-4.

При рассмотрении распределения пропускной способности для БС-3 при воздействии помехи от БС-4 можно отметить, что скорость на отдельных участках не превышает отметки 300 кбит/с. Поясняющая картинка представлена на рисунке 7.

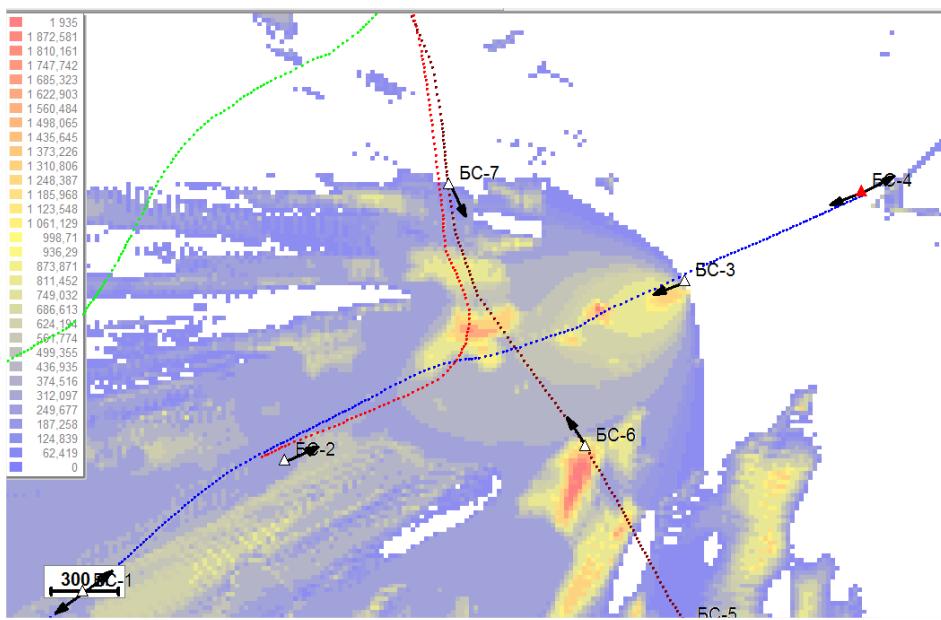


Рис. 7. Карта распределения пропускной способности для БС-3 при влиянии помехи от БС-4.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исходя из результатов моделирования, можно сделать вывод что использование полосы 1.4 МГц из набора полос для LTE по решению ГКРЧ №18-46-02 имеет применение на высокоскоростных магистралях. Благодаря меньшему уровню помех на линии вниз в большинстве случаев обеспечивается вполне приемлемая скорость передачи до 2 Мбит/с. [3].

Также необходимо рассмотреть варианты использования других полос частот на участках пересечений двух систем, работающих в одной полосе и в одном стандарте и на основании результатов моделирования выбрать наиболее оптимальный вариант использования того или иного варианта ширины полосы частоты.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тараненко А.Ю., Гриценко А.А., Лобеев Д.П. Оптимизация использования частотного спектра // Автоматика, связь, информатика. 2025. №1. С. 9-12.
2. Скрынников В.Г. Радиоподсистемы UMTS/LTE. Теория и практика – М.: Издательство «Спорт и Культура – 2000». 2012.- 864 с., ил.
3. Решение ГКРЧ от 11 сентября 2018 г. №18-46-02 (о выделении полосы радиочастот 1785-1805 МГц для радиоэлектронных средств сухопутной подвижной службы для создания технологических сетей связи на железнодорожном транспорте, работающих на основе радиоинтерфейса LTE TDD).

REFERENCES

1. Taranenko A.Yu., Gritsenko A.A., Lobelev D.P. Optimization of the use of the frequency spectrum // Automation, communications, informatics. 2025. No. 1. pp. 9-12.
2. Skrynnikov V.G. UMTS/LTE radio subsystems. Theory and practice – M.: Publishing house "Sport and Culture – 2000". 2012. - 864 p., ill.
3. Decision of the State Emergency Committee of September 11, 2018 No. 18-46-02 (on the allocation of the 1785-1805 MHz radio frequency band for radio-electronic means of the land mobile service for the creation of technological communication networks in railway transport, based on the LTE TDD radio interface).

РЕАЛИЗАЦИЯ ОДНОСКАЧКОВЫХ ТРАСС ДЕКАМЕТРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ НА ВОЗДУШНЫХ ТРАССАХ В ОКЕАНИЧЕСКОМ СЕКТОРЕ МУРМАНСКОГО ЦЕНТРА ОВД

Е. А. Рубцов¹, П. В. Колесник², А. А. Катричева³

¹ООО «СТОК-Аэро», Санкт-Петербург, Россия

² ФГУП «Госкорпорация по ОрВД», Филиал «Аэронавигация Северо-Запада», Мурманский центр ОВД, аэрором Апатиты (Хибины), Апатиты, Россия

³ФГБОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный университет гражданской авиации имени Главного маршала авиации А.А. Новикова» (СПбГУ ГА), Санкт-Петербург, Россия

Аннотация. Устойчивую радиосвязь в Арктической зоне Российской Федерации возможно обеспечить с применением ВЧ-диапазона. При этом следует учитывать жесткие требования к помехоустойчивости систем авиационной радиосвязи. В Мурманском центре обслуживания воздушного движения имеются воздушные трассы, удаленные от радиоцентра на 2000 км и 2500 км. Применяемые антенны ВГДШ 16/15, ВГДШ 24/18, УГД 24/20, УГД 24/18 работающие на частотах 4...9 МГц не могут обеспечить устойчивую радиосвязь. В статье предлагается не изменяя конструкцию антенны УГД 24/20 применять рабочую частоту 21,4 МГц. При этом угол первого лепестка диаграммы направленности антенны составит 9,5°, что обеспечить дальность односкачковой радиотрассы 2500 км.

Ключевые слова: безопасность полетов, радиосвязь, ВЧ, океанический сектор, антenna, односкачковая трасса.

IMPLEMENTATION OF SINGLE-HOP HF-COMMUNICATION ROUTES ON AIR ROUTES IN THE OCEANIC SECTOR OF THE MURMANSK ATS CENTER

Е. А. Rubtsov¹, П. В. Kolesnic², А. А. Katricheva³

¹Limited Liability Company "STOK-Aero", Saint-Petersburg, Russia

² Federal State Unitary Enterprise "State ATM Corporation", Branch "Air Navigation of the North-West", Murmansk ATM Center, Apatity (Khibiny) Airfield, Apatity, Russia

³Saint Petersburg State University of Civil Aviation named after Chief Marshal of Aviation A.A. Novikov, Saint-Petersburg, Russia

Abstract. It is possible to provide stable radio communication in the Arctic zone of the Russian Federation using the HF radio communication. In this case, it is necessary to take into account the strict requirements for the noise immunity of aviation radio communication systems. The Murmansk Air Traffic Services Center has air routes located 2000 km and 2500 km from the radio center. The antennas VGDSh 16/15, VGDSh 24/18, UGD 24/20, UGD 24/18 used operate at frequencies of 4...9 MHz cannot provide stable radio communication. The article proposes to use the operating frequency of 21.4 MHz without changing the design of the UGD 24/20 antenna. In this case, the angle of the first lobe of the antenna pattern will be 9.5°, which will ensure a range of a single-hop radio path of 2500 km.

Keywords: flight safety, radio communication, HF, oceanic sector, antenna, single-hop communication route.

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из приоритетных направлений развития авиационного транспорта в Арктической зоне Российской Федерации являются трансполярные воздушные трассы, проходящие над акваториями северных морей и Северного ледовитого океана. Особенностью полетов в данных районах является отсутствие радиосвязи ОВЧ-диапазона и сложности с организацией спутниковых каналов связи, поэтому основным средством обеспечения взаимодействия диспетчера и пилота становится радиосвязь ВЧ диапазона [1].

Уровень безопасности, регулярности и экономичности выполнения полетов в гражданской авиации зависит от организации воздушного движения, эффективность которого, в свою очередь, зависит от навигации и используемых средств связи между экипажами воздушных судов (ВС) и органами обслуживания воздушного движения (ОВД) [2].

Для обеспечения радиосвязи в удаленных и океанических районах могут применяться спутниковые системы связи (ССС), а также системы радиосвязи ВЧ-диапазона. Применение ССС в высоких широтах осложняется тем, что сигнал геостационарного спутника имеет меньшую мощность нежели в более низких широтах, либо может быть недоступен вследствие формы диаграммы направленности антенны (ДНА) спутника. Применение низкоорбитальных спутниковых группировок или спутников на эллиптических орбитах в настоящее время экономически не оправданно из-за низкой интенсивности полетов в полярных и приполярных районах. Кроме того, стоимость бортовой аппаратуры ССС и аренда каналов могут оказаться слишком высоки для ряда авиакомпаний. Это обстоятельство заставляет применять средства радиосвязи ВЧ-диапазона [3, 4].

В статье рассматриваются особенности организации радиосвязи декаметровых волн, а также предлагается способ реализации односкачковых трасс в океаническом секторе Мурманского центра ОВД,

2. ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ РАДИОСВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВЫХ ВОЛН

В настоящее время радиоволны ВЧ-диапазона применяются в авиации для решения двух задач:

- обеспечение радиосвязи на сравнительно небольшом удалении от радиоцентра (до 300-500 км), при этом воздушные суда могут совершать полет на малых высотах;
- обеспечение радиосвязи на больших удалениях от радиоцентра (тысячи км).

Для решения первой задачи применяются антенны зенитного излучения (в зарубежной литературе обозначаются как NVIS: near vertical incidence skywave) [5, 6]. В данной статье такое применение ВЧ-радиосвязи не рассматривается.

Вторая задача актуальна для удаленных районов, в том числе для океанического сектора. Большая дальность распространения радиоволн (сотни и тысячи км) достигается за счет отражения от слоев ионосферы (рисунок 1). Как правило радиоволны нижней части диапазона (2,8...10 МГц) отражаются от слоя Е, а верхней части диапазона (15...22 МГц) - от слоя F₂ (радиоволны средней части диапазона могут отражаться от разных слоев в зависимости от множества факторов) [4, 7].

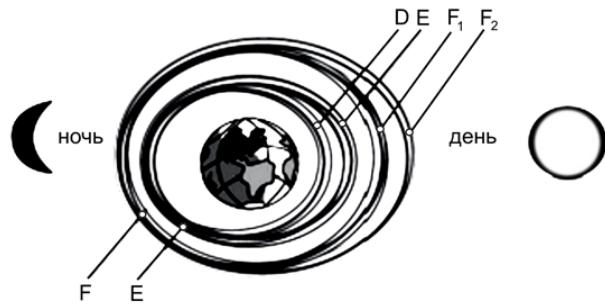


Рис. 1. Строение ионосферы

При этом достичь адресата радиоволна может совершив одно отражение от ионосферы, либо два и более отражений от ионосферы и земли (рисунок). В первом случае можно говорить об односкачковой трассе, во втором - о многоскаковой (рисунок 2) [8].

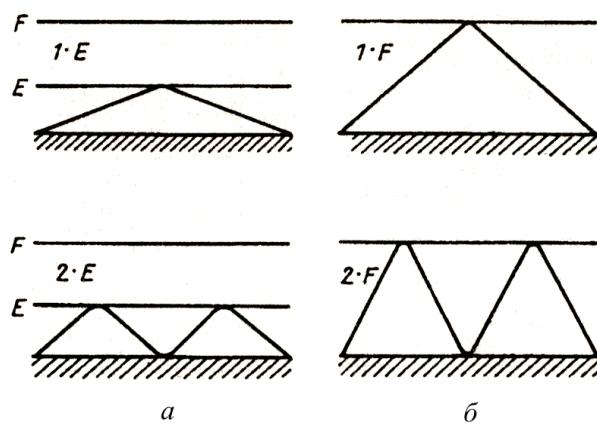


Рис. 2. Отражение радиоволны от слоев ионосферы: а – от слоя Е, б – от слоя F₂

В связи с тем, что при каждом отражении (от ионосферы и от земли) радиоволна теряет часть своей мощности и рассеивается, в точке приема уменьшается отношение сигнал/шум на входе приемника, что ведет к ухудшению качества радиосвязи. Таким образом оптимальным является вариант организации именно односкачковых трасс.

Этого можно добиться, если создать условия, при которых излучаемая в радиоцентре волна, после первого отражения будет приходить в район прохождения воздушных трасс. Это возможно при использовании специализированных антенн с узконаправленной в вертикальной плоскости ДНА. К таким антенным можно отнести антенны бегущей волны БС2 и ОБ-Е. Антенна БС представляет собой антеннную решетку длиной от 100 (БС2) до 300 м (3-БС2), полотно которой располагается на опорах высотой до 25 м, что затрудняет обслуживание и требует значительных по площади земельных участков. Антенна ОБ-Е имеет простую конструкцию в виде линейного проводника длиной 100 м, и размещается на опорах на высоте 3-5 м. Для обеспечения работы в некотором секторе по углу азимута требуется размещение нескольких антенн, что приводит к удорожанию антенного поля и необходимости выделения земельных участков достаточно большой площади.

Другим решением по обеспечению односкачковой трассы может стать изменение режима работы существующих антенн (в частности, изменение несущей частоты). Рассмотрим методику определения оптимальной частоты излучения.

Угол возвышения ДНА θ находится как [4]:

$$f! \theta'' = \#\$ \% k \cdot h \cdot \#\$ \% \quad (1)$$

где h - средняя высота подвеса антенны.

Положение нулей диаграммы направленности определяются по формуле:

$$f \cdot \theta = \#\$ \% k \cdot h \cdot \#\$ \% \theta \quad (2)$$

где k – волновое число, определяемое как $k = 2\pi/\lambda$.

Нули диаграммы направленности находятся из условия:

$$!\" \# (k \cdot h \cdot !\" \# \theta) = \$ \quad (3)$$

или

$$\$ \% (\theta) = \frac{!\" \cdot \pi \cdot \lambda \#}{!\" \cdot \pi \cdot (\#} \leq \& \quad (4)$$

Изменяя значение n от нуля и до крайнего значения при котором $\sin\theta \leq 1$, можно найти нули ДНА. В секторах между нулями будут располагаться максимумы ДНА. Максимальная дальность действия определяется углом первого максимума ДНА, который зависит от высоты подъема полотна антенны, а также от рабочей частоты передатчика. Поскольку поднятие полотна антенны приведет к дополнительным затратам, целесообразно назначать более высокие частоты в пределах авиационного диапазона 2,8-22 МГц. Для ионосферы с высотой слоя E равной 105 км, а высоту слоя F_2 – 320 км, дистанция скачка волны представлена в таблице 1 [8]. Для обеспечения работы радиолинии протяженностью 2500 км и более на односкачковой трассе необходимо обеспечить угол первого максимума ДНА 7–10°.

Таблица 1. Дистанция скачка волны

Угол излучения θ , град	1-й скачок, слой E , км	2-й скачок, слой E , км	1-й скачок, слой F_2 , км	2-й скачок, слой F_2 , км
0	2250	4500	4025	8050
5	1400	2800	3010	6020
10	980	1960	2315	4620
15	700	1400	1800	3600

3. ПРИМЕНЕНИЕ ВЧ-РАДИОСВЯЗИ В МУРМАНСКОМ ЦЕНТРЕ ОВД

Большая часть района ответственности Мурманского центра ОВД расположена над бассейном Северного Ледовитого океана, от северного полюса до Арктического побережья России – площадь района ответственности сектора «Океанический» составляет около 2440000 км². В воздушном пространстве сектора осуществляется обслуживание воздушного движения над акваториями Баренцева, Карского морей и Северного Ледовитого океана.

На рабочем месте диспетчера районного центра единой системы организации воздушного движения (РЦ ЕС ОрВД), сектор «Океанический», организовано управление передатчиками ВЧ-диапазона ПП-1000 на частотах «Основная» и «Резервная». Передатчики ПП-1000 установлены на передающем радиоцентре (ПРЦ) центра ОВД и настраиваются на одну из частот: F=8950 кГц, F=11390 кГц, F=4672 кГц, F=5694 кГц.

В Мурманском радиоцентре применяются антенны:

- ВГДШ 16/15 с длиной плеча 16 м и средней высотой подвеса 15 м с ориентацией 65°;

- ВГДШ 24/18 с длиной плеча 24 м и средней высотой подвеса 18 м с ориентацией 111° ;
 - УГД 24/20 с длиной плеча 24 м и средней высотой подвеса 20 м с ориентацией 138° ;
 - УГД 24/18 с длиной плеча 24 м и средней высотой подвеса 18 м с ориентацией 26° .

Согласно данным из таблицы 1, а также параметров ДНА, определенных из формул (1-4), дальность при использовании данных антенн составляет:

- для ВГДШ 16/15 – от 0 до 1000 км;
 - для ВГДШ 24/18 – от 0 до 1300 км;
 - для УГД 24/20 – от 0 до 1900 км;
 - для УГД 24/18 – от 0 до 1300 км.

Проанализируем перекрытие воздушных трасс зонами действия средств радиосвязи ВЧ-диапазона. Для этого, обратимся к рисунку 3, на котором изображена зона ответственности и необходимые дальности радиосвязи.

Из рисунка 3 видно, что основные воздушные трассы находятся на удалении 500–1000 км от Мурманска. Таким образом, существующая система радиосвязи ВЧ-диапазона их перекрывает. Однако, имеются воздушные трассы, проходящие на удалении 2000 км и 2500 км от Мурманска. Это означает, что при работе с ВС, находящихся на удалениях больше расчетных, прием и передача будет идти либо не на максимуме ДНА, либо на втором скачке. И в первом и во втором случаях это может привести к ухудшению качества или перебоям радиосвязи.

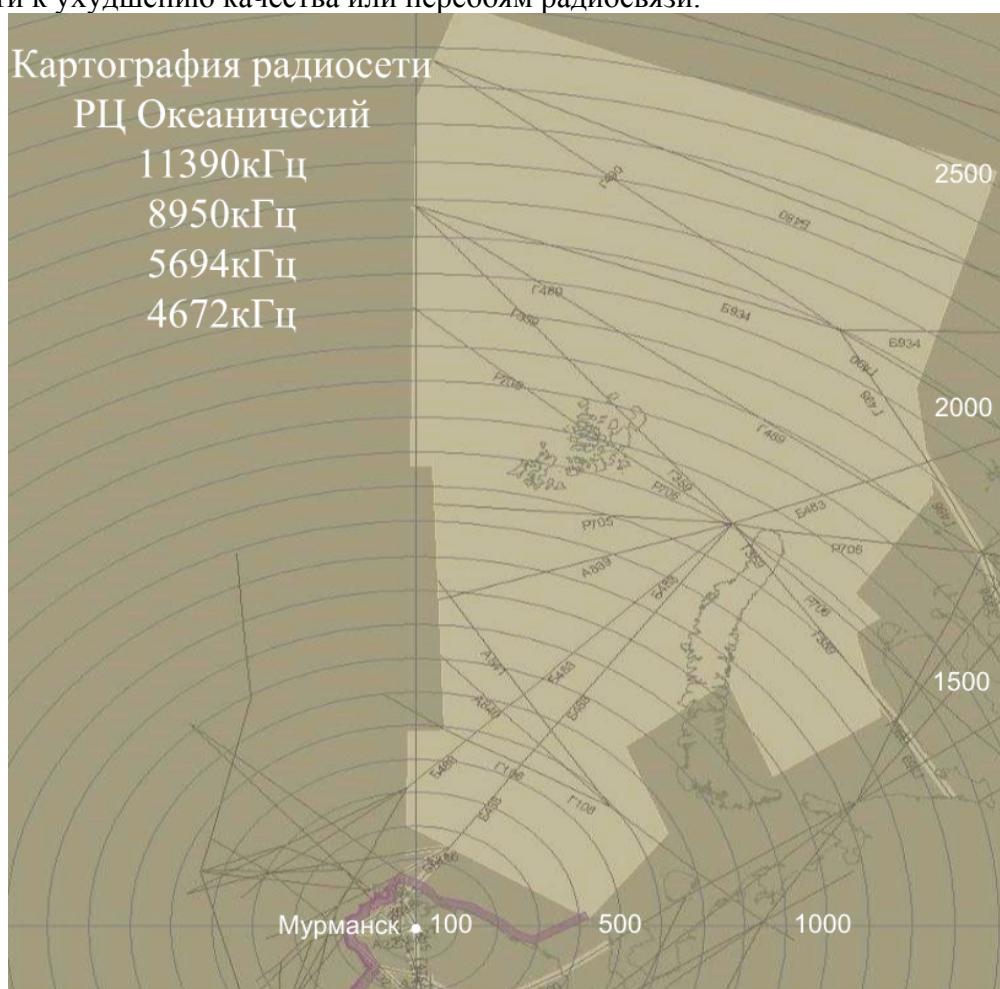


Рис. 3. Зона ответственности Мурманского центра ОВД (сектор «Океанический»)

4. РЕАЛИЗАЦИЯ ОДНОСКАЧКОВЫХ ТРАСС РАДИОСВЯЗИ ВЧ-ДИАПАЗОНА В ОКЕАНИЧЕСКОМ СЕКТОРЕ МУРМАНСКОГО ЦЕНТРА ОВД

Для обеспечения требуемой дальности 2500 км на односкаковой трассе необходимо обеспечить угол возвышения первого лепестка ДНА $7\text{--}10^\circ$. Этого можно добиться либо путем поднятия полотна антенны, либо путем увеличения частоты. Второй путь является менее затратным. Целесообразно при этом выбирать антенну с максимальным поднятым полотном. Для Мурманского центра это будет антenna УГД 24/20.

Применяя формулы (1-4) найдем, что для обеспечения угла возвышения первого лепестка ДНА равного $9,5^\circ$ необходимо применять частоту 21,4 МГц. Вид ДНА представлен на рисунке 4.

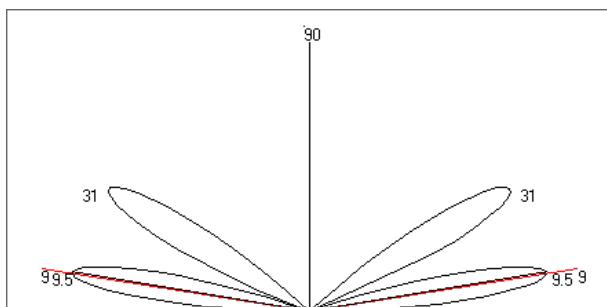


Рис. 4. Диаграмма направленности антенны УГД 24/20 для частоты 21,4 МГц

Стоит отметить, что при увеличении рабочей частоты появится второй лепесток ДНА (на угле 31°), что вызовет необходимость в некотором увеличении мощности передатчика.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящее время в высоких широтах океанических секторов декаметровая радиосвязь остается основным средством обеспечения взаимодействия между диспетчером УВД и экипажем ВС. Проведенный в статье анализ показал, что часть воздушных трасс Мурманского РЦ (сектор «Океанический») находится на удалении в 2000 км и 2500 км. Применение существующих антенн ВГДШ и УГД приводит к неудовлетворительному качеству радиосвязи, из-за того, что радиотрасса становится многоскакковой. Решением может стать внедрение специализированных антенн (например, ОБ-Е), которые имеют узкий прижатый к земле лепесток ДНА, однако это решение дорогостоящее и требует выделения больших площадей земли под антенные поля. Другим решением может стать изменение характеристик существующих антенн: поднятие высоты подвеса и увеличение рабочей частоты.

Предлагается не изменяя конструкцию существующей антенны УГД 24/20 обеспечить рабочую частоту 21,4 МГц. Это позволит добиться угла возвышения первого лепестка ДНА $9,5^\circ$ и обеспечит односкакковую трассу с ВС, находящимися на удалении в 2500 км. Из негативных факторов стоит отметить появление второго лепестка ДНА, что потребует увеличения мощности передатчика.

ЛИТЕРАТУРА

1. Колесник П.В., Рубцов Е.А. Обеспечение подвижной радиосвязи на маршруте в полярных районах // Актуальные проблемы и перспективы развития гражданской авиации : Сборник трудов XI Международной научно-практической конференции, посвященной празднованию 100-летия конструкторского бюро "Туполев", 55-летия Иркутского филиала МГТУ ГА, 75-летия Иркутского авиационного технического колледжа, Иркутск, 13–14 октября 2022 года. Том 2. – Иркутск: Иркутский филиал федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования "Московский государственный технический университет гражданской авиации", 2022. – С. 45-50. – EDN SBYQVL.
2. Плясовских А.П., Княжский А.Ю., Рубцов Е.А. Перспективные технологии развития автоматизированных систем управления воздушным движением. – Москва : Общество с ограниченной ответственностью "Русайнс", 2023. – 264 с. – ISBN 978-5-466-02976-5. – EDN ALGJMX.
3. Рубцов Е.А., Платонов Д.С. Система авиационной подвижной радиосвязи декаметрового диапазона для обеспечения полетов в высоких широтах // Актуальные проблемы и перспективы развития гражданской авиации : Сборник трудов IX Международной научно-практической конференции, Иркутск, 15–22 октября 2020 года. – Иркутск: Иркутский филиал федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования "Московский государственный технический университет гражданской авиации", 2020. – С. 213-219. – EDN ADQQGY.
4. Радиотехническое обеспечение полетов воздушных судов и авиационная электросвязь / С. А. Кудряков, В. К. Кульчицкий, Н. В. Поваренкин [и др.] : Общество с ограниченной ответственностью «Научно-издательский центр ИНФРА-М», 2021. – 299 с. – (Высшее образование: Специалитет). – ISBN 978-5-16-016820-3. – DOI 10.12737/1242223. – EDN HQAGFC.
5. Рубцов Е.А. Системы зенитного излучения для обеспечения радиосвязи пилотируемой и беспилотной авиации // I-methods. – 2022. – Т. 14, № 4. – EDN GFEETA.
6. Колесник П.В. Радиотехническое обеспечение полетов воздушных судов на местных воздушных линиях Арктической зоны Российской Федерации / П. В. Колесник // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ. В 5-ти томах, Воронеж, 18–20 апреля 2023 года. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2023. – С. 135-141. – EDN TZRAME.
7. Рубцов Е.А. Разработка и реализация методов расчета эксплуатационных характеристик средств радиотехнического обеспечения полетов: специальность 05.22.13 "Навигация и управление воздушным движением": диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. 2015. 226 с. EDN: ZQCYWG.
8. Ротхаммель К., Кришке А. Антенны. Том 1. (11-е издание): Пер. с нем. – М.: Данвел, 2007. – 416 с.

REFERENCES

1. Kolesnik P.V., Rubtsov E.A. Mobile radio communication provision on the polar regions route // Actual problems and prospects for the development of civil aviation: Collection of works of the XI International scientific and practical conference dedicated to the celebration of the 100th anniversary of the Tupolev design bureau, the 55th anniversary of

the Irkutsk branch of the Moscow State Technical University of Civil Aviation, the 75th anniversary of the Irkutsk Aviation Technical College, Irkutsk, October 13-14, 2022. Volume 2. - Irkutsk: Irkutsk branch of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education "Moscow State Technical University of Civil Aviation", 2022. - P. 45-50.

2. Plyasovskikh A.P., Knyazhsky A.Yu., Rubtsov E.A. Promising technologies for the development of automated air traffic control systems. - Moscow: Limited Liability Company "Rusains", 2023. - 264 p. - ISBN 978-5-466-02976-5.
3. Rubtsov E.A., Platonov D.S. Aviation mobile radio communication system of the decameter range to ensure flights in high latitudes // Actual problems and prospects for the development of civil aviation: Collection of works of the IX International scientific and practical conference, Irkutsk, October 15-22, 2020. - Irkutsk: Irkutsk branch of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education "Moscow State Technical University of Civil Aviation", 2020. - P. 213-219.
4. Radio engineering support of aircraft flights and aviation telecommunications / S. A. Kudryakov, V. K. Kulchitsky, N. V. Povarenkin [et al.]: Limited Liability Company "Scientific Publishing Center INFRA-M", 2021. - 299 p. - (Higher education: Specialist). - ISBN 978-5-16-016820-3. - DOI 10.12737/1242223. Performance-based navigation (PBN) manual: ICAO Doc. 9613 AN/937, Fourth Edition, 2013. – 396 p.
5. Rubtsov E.A. Near vertical incidence skywave systems providing radio communications for manned and unmanned aircraft // I-methods. - 2022. - V. 14, No. 4.
6. Kolesnik P.V. Radiotechnical support of aircraft flights on local airlines in the Arctic zone of the Russian Federation / P.V. Kolesnik // Radar, navigation, communication: Collection of works of the XXIX International scientific and technical conference dedicated to the 70th anniversary of the Department of Radiophysics of Voronezh State University. In 5 volumes, Voronezh, April 18–20, 2023. – Voronezh: Voronezh State University, 2023. – P. 135–141.
7. Rubtsov E.A. Development and implementation of methods for calculating the operational characteristics of radio-technical flight support equipment: specialty 05.22.13 "Navigation and air traffic control": dissertation for the degree of candidate of technical sciences. 2015. 226 p.
8. Rothammel K., Krischke A. Antennas. Volume 1. (11th edition): Trans. from Germ. – Moscow: Danvel, 2007. – 416 p.

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ АНТЕНН СВЯЗИ ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Е.С. Максимович^{1,2}, Лин И Чжэн², Цзы Чжан Мен², Ю.И. Семак³.

¹ Государственное научное учреждение «Институт прикладной физики
Национальной академии наук Беларусь»

² Факультет радиофизики и компьютерных технологий БГУ, Беларусь

³ Республикаское унитарное предприятие «Научно-производственный центр
многофункциональных беспилотных комплексов» НАН Беларусь

Аннотация. В работе представлены вопросы, связанные с особенностями использования и разработки бортовой и наземной антенн для обеспечения связи базовой станции с беспилотным летательным аппаратом. Показаны методы снижения переотражений внутри антенны и увеличения коэффициента усиления.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, антенное проектирование, конформная антenna, антеннная подрешетка, двухдиапазонная антenna.

FEATURES OF DEVELOPMENT OF COMMUNICATION ANTENNAS FOR UAVS

Ye.S. Maksimovitch^{1,2}, Zheng Ling Yi², Meng Zi Zhang², Yu.I. Semak³.

¹National Academy of Sciences of Belarus, Institute of Applied Physics

² Faculty of Radiophysics and Computer Technologies of BSU, Belarus

³ RUE "Scientific and Production Center for Multifunctional Unmanned Complexes" of the
National Academy of Sciences of Belarus

Abstract. The paper presents issues related to the features of the use and development of onboard and ground-based antennas to ensure communication between a base station and an UAVs. Methods for reducing reflections inside the antenna and increasing the gain are shown.

Keywords: unmanned aerial vehicle, antenna design, conformal antenna, subarray, dual-band antenna.

1. ВВЕДЕНИЕ

В последние годы беспилотные летательные аппараты (БПЛА) приобретают все большую значимость в решении таких задач как точное земледелие, обследование лесных массивов (выявление зон повреждения), выявление зон посадок запрещенных растений, поиск людей, обеспечение связи, в военной сфере – разведка и наблюдение. Все это можно свести к таким понятиям как сбор и передача данных. Быстрое обеспечение надежной связи является задачей особой степени важности и является обоснованием и предпосылкой для настоящего исследования, которое включает теоретический анализ, проектирование и моделирование направленной бортовой антенной системы и антены для базовой наземной станции.

2. ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ АНТЕНН СВЯЗИ

Все задачи разработки антенных устройств по заданным характеристикам являются задачами повышенной сложности не только применительно к воздушным платформам, где кроме аэродинамических проблем, что налагает свои требования к антеннам, необходимо еще учитывать и влияние на излучающие свойства

непосредственно корпуса беспилотного летательного аппарата, но и к проектированию антенн наземных станций с учетом влияния подстилающей поверхности, возможности обеспечения поворотными устройствами, совместимостью нескольких типов антенн, обеспечивающих различные рабочие частотные диапазоны. Задачи такого типа нуждаются не только в оригинальных подходах к оценке преимуществ и недостатков каждой конструкции, но и в решении локальных проблем, исходящих из области их использования, размещения и пр. В частности, для БПЛА важно обеспечение надежности, безопасности и устойчивости радиосвязи на больших расстояниях, и, как следствие, максимальная помехозащищенность с учетом траекторий полета. Разработка математических моделей, учитывающих параметры антенн, а также влияние на их характеристики конструктивных элементов БПЛА, является задачей важной и сложной априори.

Связь между базовой наземной станцией и беспилотным летательным аппаратом осуществляется по двум каналам передачи: восходящему и нисходящему. Восходящая линия связи включает передачу команд управления от операторов к БПЛА, в том числе траектории полета (хранящейся на контроллере автопилота или автономной системе управления полетом), управление полезной нагрузкой и информацию о текущем положении наземной станции, когда это необходимо. В нисходящей линии связи обеспечивается передача данных на наземную станцию, собранных в виде изображений и видео текущего положения БПЛА, и другой информации об эксплуатации самолета (контролируется топливо, заряд аккумуляторного блока и т.д.). Обеспечение стабильной связи на всех этапах операций, выполняемых БПЛА, чрезвычайно важно.

Клод Шеннон [1] показал, что максимальная пропускная способность С канала [бит / с] определяется следующим уравнением:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N}\right) ,$$

где С — пропускная способность канала, бит/с; В — ширина полосы пропускания канала, Гц; S — полная мощность сигнала над полосой пропускания, Вт или В²; N — полная шумовая мощность над полосой пропускания, Вт или В²; S/N — отношение мощности сигнала к шуму (SNR), дБ.

Из приведенного уравнения видно, что пропускная способность канала прямо пропорциональна ширине полосы пропускания, которая, в свою очередь, зависит от частоты, поэтому для высоких частот пропускная способность будет выше, что является незаменимым компонентом для сбора и обмена информацией с наземной станцией БПЛА. Кроме того, использование этих частот требует прямой видимости между приемной и передающей антеннами [2]. Так, в [3] приведено сравнение типичных каналов связи для дронов (рис. 1).

Technique	Channel Width	Band	Bit Rate	Range
Wi-Fi	20 MHz	2.4 GHz to 5.2 GHz	6–54 Mbps	100 m
GPS	2 MHz	1176 to 1576 MHz	50 bps	-
UMTS	5 MHz	700 to 2600 MHz	2 Mbps	10 km
5G	2.16 GHz	57 to 64 GHz	Up to 4 Gbps	50 m
LTE	20 MHz	700 to 2690 MHz	Up to 300 Mbps	30 km
LTE-A	Up to 100 MHz	450 MHz to 4.99 GHz	Up to 1 Gbps	30 km

Рис. 1. Типичные каналы связи беспилотных летательных аппаратов

Как правило, в качестве бортовых антенн БПЛА используются всенаправленные монополи, обеспечивающие диаграмму направленности в форме “бублика”, имеющие вертикальную поляризацию и требующие приемную антенну с такой же поляризацией. Коэффициент усиления таких антенн классически составляет 1-2 дБ, а мощность быстро уменьшается с расстоянием [4].

Для получения более высоких коэффициентов усиления разработчики либо используют модификации монополей, увеличивая их полосу пропускания, либо, для получения более направленных диаграмм направленности используются антенные решетки. Чтобы не ухудшать аэродинамические свойства БПЛА, наилучшим образом подходят планарные системы линейного типа, состоящие из диполей или патчей [5]. Эти антенны можно устанавливать на крыльях БПЛА, уменьшая сопротивление воздуха, возникающее во время полета, либо вдоль фюзеляжа, если использовать конформные антенны [6-9]. Немаловажным фактором является и тенденция миниатюризации, которая часто приводит к противоречивым допускам: какими параметрами можно пренебречь при уменьшении линейных размеров антенны, чтобы разместить ее на корпусе дрона. Именно поэтому, хорошего соотношения сигнал/шум можно достичь, используя планарные структуры, имеющие ряд преимуществ таких как уменьшенный объем и более легкие конструкции, легкость к адаптированию к различным поверхностям для монтажа, если подложка гибкая, простота и экономичность в производстве с использованием технологии производства печатных плат, они практически не нарушают аэродинамику БПЛА. Достаточно легкая интеграция в схемы позволяет их использовать в планарных решетках. Недостатками являются узкая полоса пропускания, потери в проводнике и диэлектрике, возможное возбуждение поверхностных волн, снижение эффективности и ограниченная мощность.

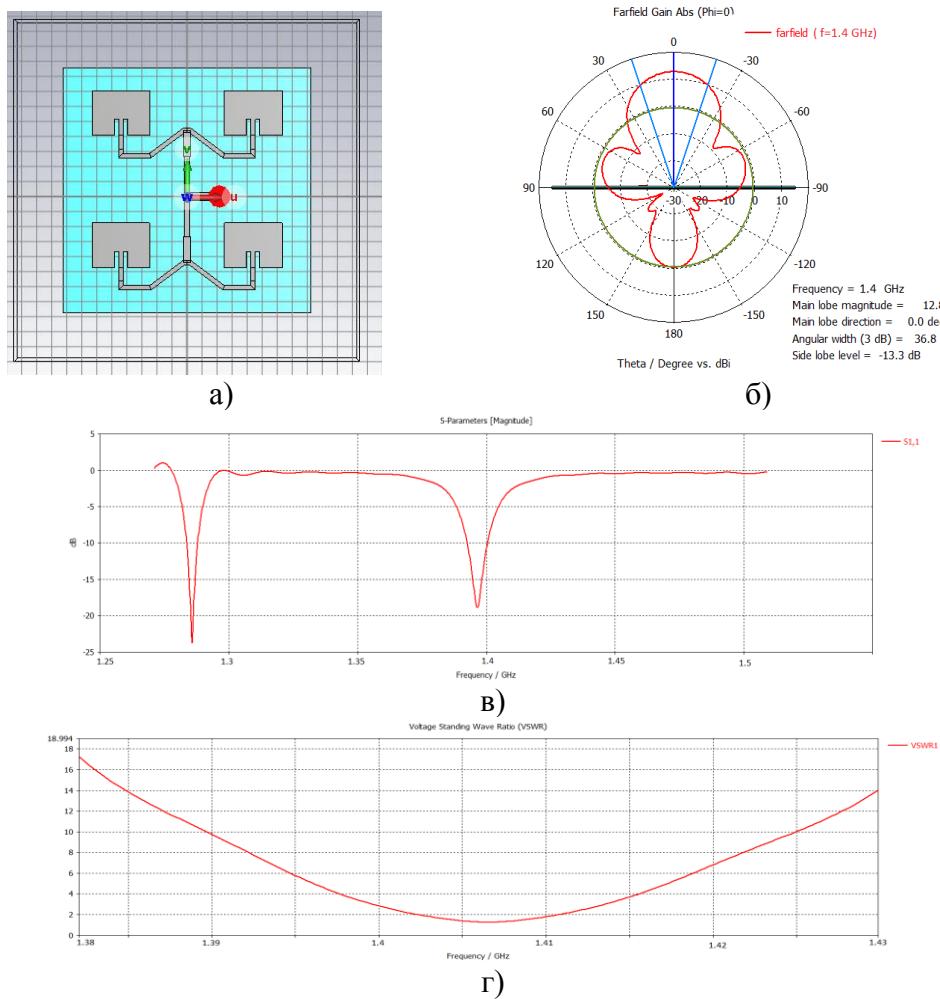
Для базовых наземных станций, как правило, нет жестких условий, ограничивающих геометрию антенных систем. Антенны могут быть как всенаправленными (все те же штыревые антенны - монополи), так и направленными – патч-системы, антенны Uda-Yagi и даже зеркальные антенны, возбуждаемые, например, диполем. Шириной диаграмм направленности разработчики варьируют для увеличения коэффициента усиления, обеспечивая дальность полетов. Зачастую на одну мачту может крепиться несколько антенн, чтобы обеспечить разные частотные диапазоны и разный функционал, при этом, надо строго следить, чтобы не было взаимного влияния антенн. Для данных задач хорошо подходят многодиапазонные антенны. Например, микрополосковые, способные обеспечить линейную и круговую поляризации и работу в одном или нескольких диапазонах. Однако они имеет узкую полосу пропускания и низкий коэффициент усиления [10]. Монопольные антенны в классическом исполнении обеспечивают широкую полосу пропускания, но всенаправленную диаграмму направленности с низким пиковым усилием. Для получения удовлетворительных характеристик они нуждаются в существенной доработке. Компактные многодиапазонные антенны повышают функциональность, снижают стоимость и улучшают производительность системы [11].

3. РАЗРАБОТКА БОРТОВОЙ АНТЕННЫ СВЯЗИ

В качестве излучающего элемента был выбран патч, имеющий достаточно узкую полосу пропускания, ограниченную импедансом запитывающей линии. Было учтено также, что сильное влияние на параметры антенны оказывают свойства и толщина материала подложки. Учитывая тот факт, что рабочая частота составляла 1.4 ГГц, в качестве подложки рассматривался материал FR-4 с диэлектрической проницаемостью 4.4, $\tan\delta = 0,02$. Толщина подложки составила 2 мм. Для увеличения коэффициента усиления было предложено использовать подрешетку из 4 патчей в конфигурации 2*2 элемента с микрополосковым делителем (рис. 2). Моделирование производилось методом конечного интегрирования во временном решателе программного обеспечения CST Studio Suite 2021.

Как видно из рисунка 2 коэффициент усиления антенны составил 12.8 дБ, но на частоте 1.4 ГГц КСВ был равен 3. Изучение распределения полей внутри антенны, а

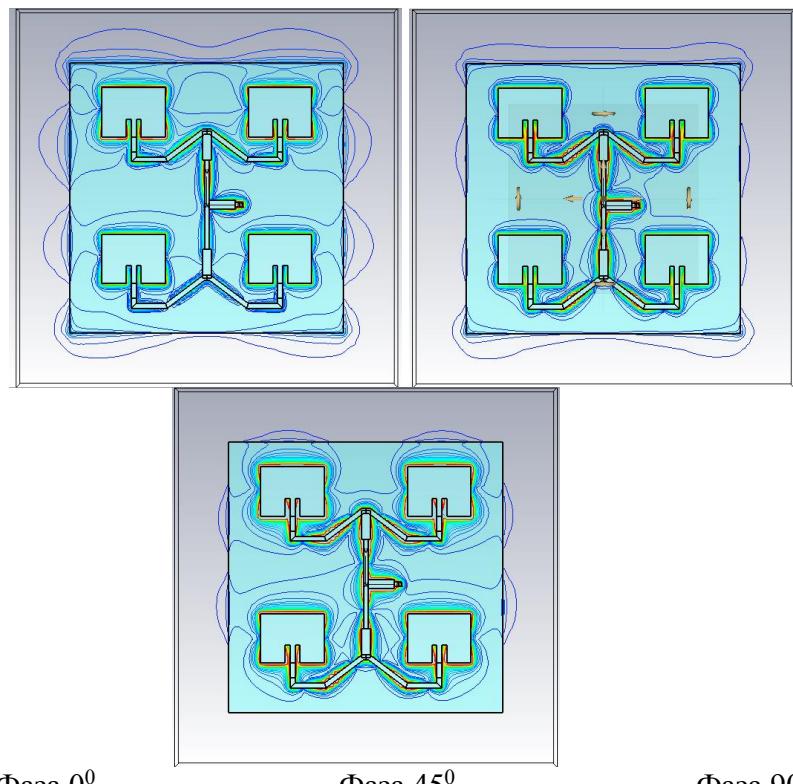
также зон скопления поверхностных токов, зависящих от магнитной составляющей поля, с учетом изменения фаз поля в конкретные интервалы времени, показало, что особенно между верхними патчами существует нежелательный пролаз электромагнитного излучения. На рис. 3 приведены изображения с искусственно сниженным для наглядности до 1000 В/м пороговым значением амплитуды электрического поля (рис. 3).



а) – внешний вид модели, б) – диаграмма направленности в Е-плоскости, в) -S11-параметры, г)- КСВ.

Рис. 2. Результаты моделирования подрешетки 2*2 из 4 патчей.

С учетом того, что антенну планируется размещать на изогнутой поверхности БПЛА, данную особенность необходимо было предусмотреть и минимизировать. Для решения задачи было предложено разместить над патчами небольшие микрополоски, что позволило сконцентрировать токи на них. С помощью небольшого конструкционного дополнения удалось снизить коэффициент стоячей волны с 3 до 1.8, ширина диаграммы направленности антенны по уровню -3дБ осталась на уровне 36.9°, коэффициент усиления – 12.9 дБ на интересующей частоте 1.4 ГГц при прочих, практически, равных параметрах. Максимальная амплитуда электрического поля увеличилась с 5336 В/м до 10142 В/м, а поверхностные токи – с 32 до 36 А/м. При этом, во втором случае наблюдаются зоны перераспределения поля и снижения интенсивности токов между излучающими патчами (рис. 4).

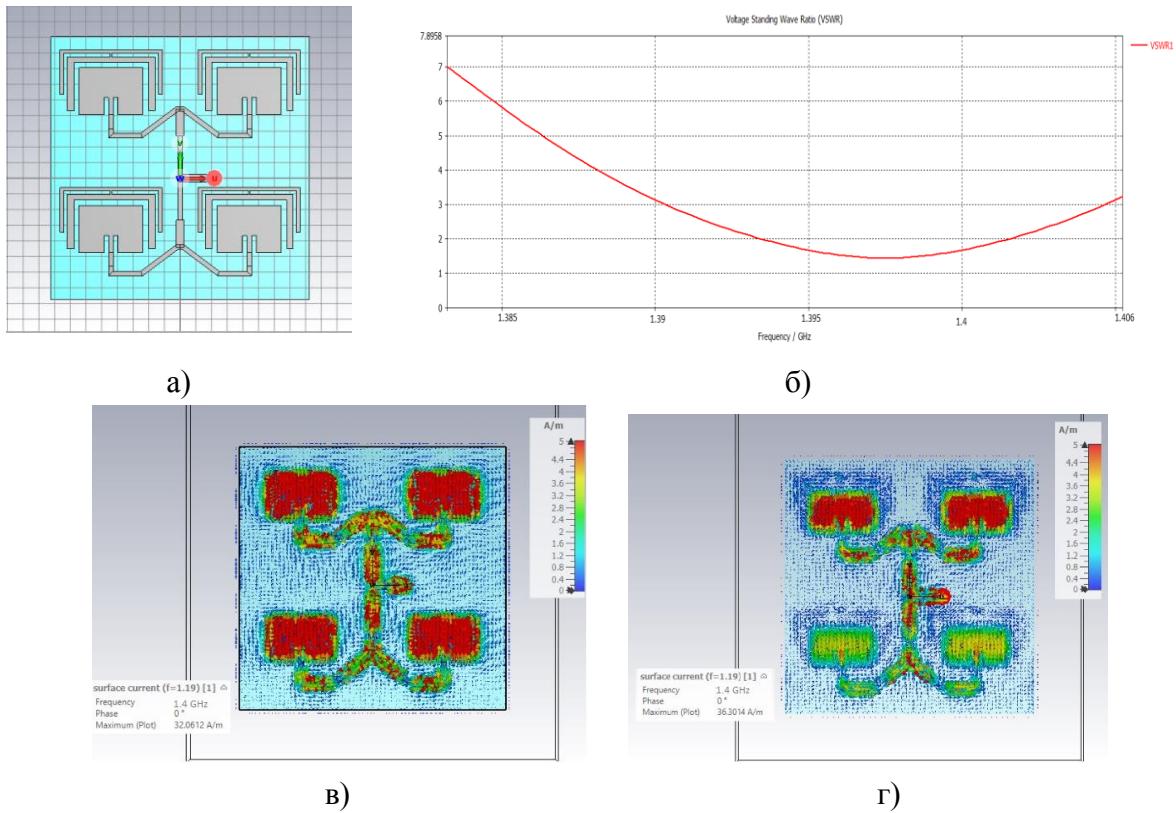


Фаза 0^0

Фаза 45^0

Фаза 90^0

Рис. 3. Распределение электрического поля в подрешетки на частоте 1.4 ГГц

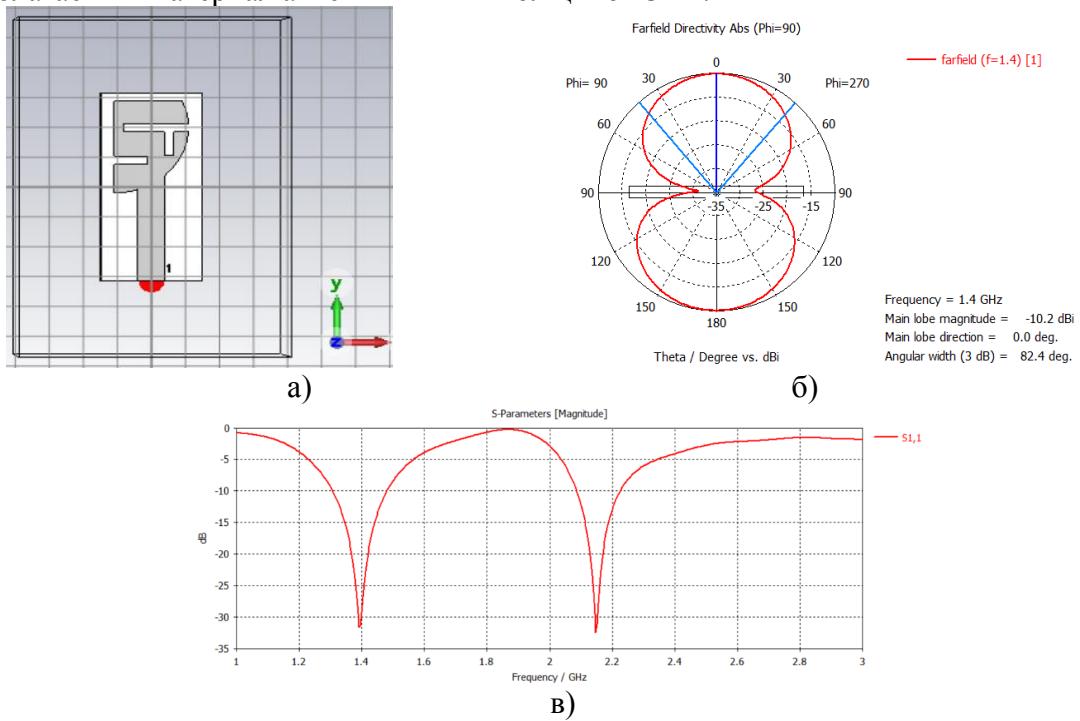


а) – внешний вид модифицированной модели подрешетки; б) – КСВ модифицированной модели; в) – распределение поверхностных токов в плоскости антенны (начальная модель); г) – распределение поверхностных токов в модифицированной антенне при фазе 0^0 .

Рис. 4. Результаты численного моделирования модифицированной подрешетки.

4. РАЗРАБОТКА АНТЕННЫ НАЗЕМНОЙ СТАНЦИИ НА БАЗЕ МОНОПОЛЯ

Электромагнитная связь между модами более высокого порядка, которые обеспечивают сверхширокую полосу пропускания, зависит от формы и толщины монополя. Монополь, например, с вершиной в виде диска обеспечивает более широкую полосу пропускания, чем прямоугольный, поскольку моды более высокого порядка, возбуждаемые в круглом монополе, находятся очень близко друг к другу по сравнению с прямоугольным монополем. Полоса пропускания зависит от размеров и формы антенны, размеров заземляющей плоскости и зазора между заземляющей плоскостью и излучающей областями. Моды более высокого порядка можно подавить, уменьшив ширину монополя, размеры заземляющей плоскости и увеличив зазор между заземляющей плоскостью и монополем. В рамках данного исследования разрабатывалась и исследовалась двухдиапазонная монопольная антenna, рабочие частотные диапазоны которой обеспечивались размерами поперечных щелей. Предполагаемый материал антенны – FR-4 толщиной 3мм.

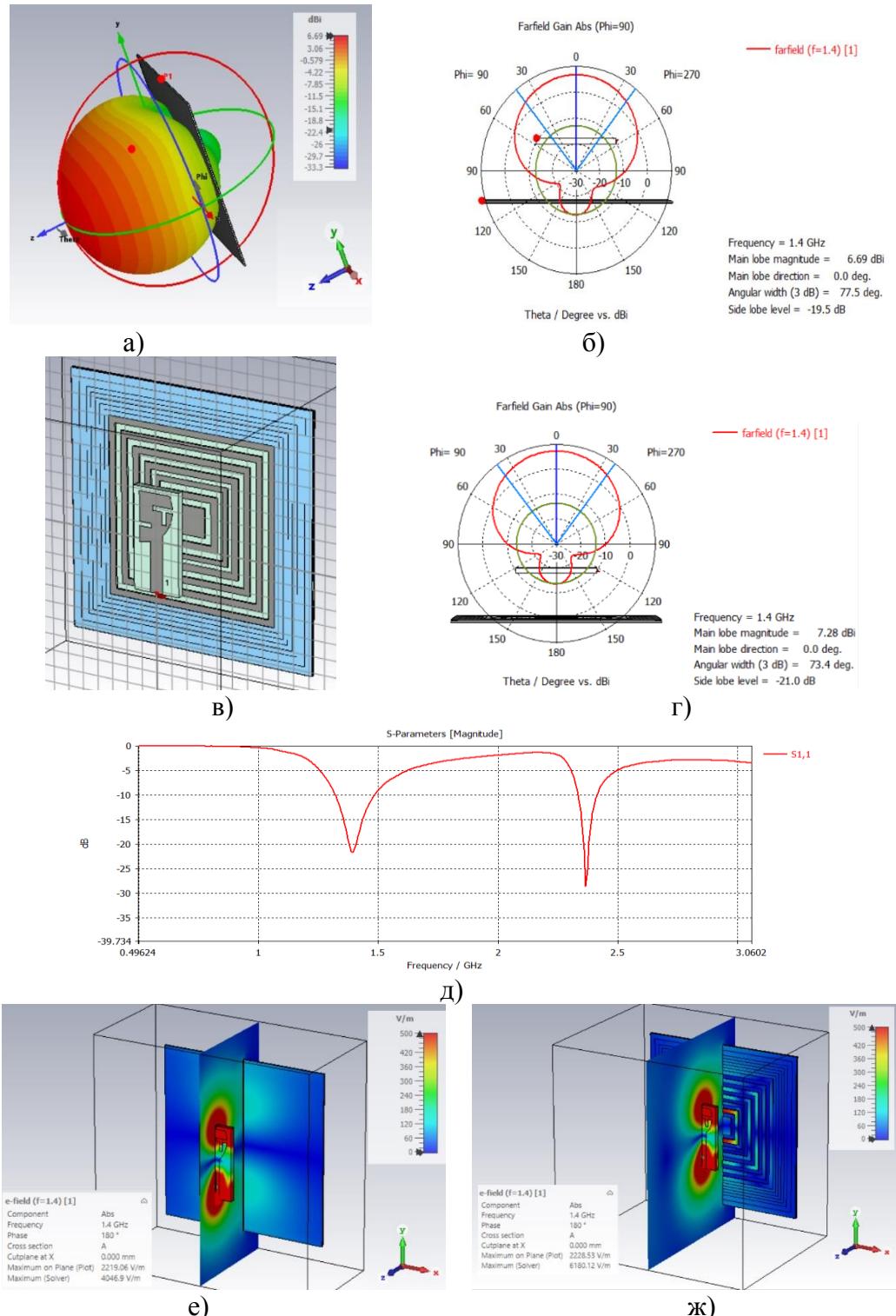


а) – модель двухдиапазонной модели на базе монополя; б) – диаграмма направленности монополя; в) – коэффициент отражения монополя

Рис. 5. Результаты моделирования двухдиапазонной антенны.

Для обеспечения направленного излучения и увеличения коэффициента усиления предполагалось использовать экран. Трудностями задачи был тот факт, что как при изменении размеров хотя бы одной из щелей, так и при изменении расстояния от монополя до экрана, смешались пиковые значения S-параметров всей системы. Базовая модель представляла собой усеченный диск, на котором были подобраны параметры щелей таким образом, чтобы антenna начала работать на частоте 1.4 ГГц. а вторая частота должна быть ближе к 2.4 ГГц под стандартные модемы (рис. 5). Размер антенной платы составил 30*63*3 мм. После установки металлического экрана размером 150*150мм на расстоянии 40 мм от антенны, коэффициент усиления на частоте 1.4 ГГц составил 6.69 дБ, а вторая частота сдвинулась с 2.2 ГГц до 2.3 ГГц. При установке металлического экрана с корректированной поверхностью коэффициент усиления поднялся до 7.28 дБ при небольшом сужении главного лепестка диаграммы направленности от 77.5 до 73.4 градусов в Е-плоскости и от 91.1 до 85.4 градусов в Н-

плоскости. При этом, антенна стала работать на частоте 2.4 ГГц, коэффициент усиления составил 7.48 дБ. Это может быть связано со сложной отражающей поверхностью, которая работала на краях структуры как замедляющая линия, концентрируя поле посередине (рис. 6). Так, максимальная величина электрического поля для случая с простым металлическим экраном составила 3370 В/м, для коррUGированного экрана - 5881 В/м.



а) - б) – диаграммы направленности монополя с металлическим экраном для частоты 1.4 ГГц; в) – модель монополя с коррUGированным экраном; г) – диаграмма направленности монополя с коррUGированным экраном на частоте 1.4 ГГц; д) – S-

параметры монополя с корректированным экраном; е)-ж) – распределение поля в антенне с металлическим и корректированным экранами соответственно.

Рис. 6. Результаты численного моделирования монополя с двумя типами экранов.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В докладе рассмотрены основные особенности выбора типов антенн и их использования для обеспечении связи БПЛА с наземной станцией. На примере патч антенн и широкополосного монополя впервые показано, что небольшая модификация антенного элемента в сложной структуре подрешетки может частично убрать зоны скопления поверхностных токов, снизив коэффициент стоячей волны в целом, увеличив коэффициент усиления и убрав частично внутренние переотражения. Для обеспечения направленного излучения перспективной кажется замена традиционного металлического экрана метаповерхностью с определенными импедансными свойствами, так как становится возможным дополнительно управлять отраженным от экрана сигналом, изменяя излучающие свойства антенны, что немаловажно для обеспечения стабильной связи.

Результаты работы частично получены в рамках заданий 2.13 ГПНИ «Фотоника и электроника для инноваций» и 3.05 ГПНИ «Механика, металлургия, диагностика в машиностроении» (2021-2025 годы).

ЛИТЕРАТУРА

1. C. E. Shannon, A Mathematical Theory of Communication //The Bell System Technical Journal, 27, 1948, pp. 379-423 & 623-656.
2. US Department of Defense, "Unmanned Aircraft Systems Roadmap 2005-2030," p. 213, 2005
3. Gennaro Ariante and Giuseppe Del Core, Unmanned Aircraft Systems (UASs): Current State, Emerging Technologies, and Future Trends, MDPI Drones 2025, 9(1), 59; <https://doi.org/10.3390/drones9010059>, 29 p
4. R. Austin etc., Unmanned Aircraft Systems – Wiley, 2010 - 368 p.
5. M. M. H. Mahfuz and C. W. Park, "Review of Patch Antennas used in Drone Applications," // IEEE Access, vol. 11, pp. 58367-58388, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3284040.
6. L. I. Balderas, A. Reyna, M. A. Panduro, C. Del Rio and A. R. Gutiérrez, "Low-Profile Conformal UWB Antenna for UAV Applications," // IEEE Access, vol. 7, pp. 127486-127494, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2939511.
7. J. -J. Peng, S. -W. Qu, M. Xia and S. Yang, "Conformal Phased Array Antenna for Unmanned Aerial Vehicle With $\pm 70^\circ$ Scanning Range," // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 69, no. 8, pp. 4580-4587, Aug. 2021, doi: 10.1109/TAP.2021.3060125.
8. Xueli Nan, Tongtong Kang, Zhonghe Zhang, Xin Wang, Jiale Zhang, Yusheng Lei, Libo Gao, Jianli Cui and Hongcheng Xu, Flexible Symmetric-Defection Antenna with Bending and Thermal Insensitivity for Miniaturized UAV //Journal: Micromachines, 2024, vol. 15, Number 159, <https://www.mdpi.com/2072-666X/15/1/159>
9. L. Sun, B. Sun, J. Yuan, W. Tang and H. Wu, "Low-Profile, Quasi-Omnidirectional Substrate Integrated Waveguide (SIW) Multihorn Antenna," // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15, pp. 818-821, 2016, doi: 10.1109/LAWP.2015.2476346.
10. IZaman, W., H. Ahmad, and H. Mehmood, "A miniaturized meandered printed monopole antenna for triband applications", // Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 60, No. 5, 12651271, May 2018.

11. Hijab Zahra, Musa Hussain, Syeda Iffat Naqvi, Syed Muzahir Abbas, Subhas Mukhopadhy, A Simple Monopole Antenna with a Switchable Beam for 5GMillimeter-Wave Communication Systems // MDPI Electronics 2021, 10, 2870.
<https://doi.org/10.3390/electronics10222870>

REFERENCES

1. C. E. Shannon, A Mathematical Theory of Communication //The Bell System Technical Journal, 27, 1948, pp. 379-423 & 623-656.
2. US Department of Defense, "Unmanned Aircraft Systems Roadmap 2005-2030," p. 213, 2005
3. Gennaro Ariante and Giuseppe Del Core, Unmanned Aircraft Systems (UASs): Current State, Emerging Technologies, and Future Trends, MDPI Drones 2025, 9(1), 59; <https://doi.org/10.3390/drones9010059>, 29 p
4. R. Austin etc., Unmanned Aircraft Systems – Wiley, 2010 - 368 p.
5. M. M. H. Mahfuz and C. W. Park, "Review of Patch Antennas used in Drone Applications," // IEEE Access, vol. 11, pp. 58367-58388, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3284040.
6. L. I. Balderas, A. Reyna, M. A. Panduro, C. Del Rio and A. R. Gutiérrez, "Low-Profile Conformal UWB Antenna for UAV Applications," // IEEE Access, vol. 7, pp. 127486-127494, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2939511.
7. J. -J. Peng, S. -W. Qu, M. Xia and S. Yang, "Conformal Phased Array Antenna for Unmanned Aerial Vehicle With $\pm 70^\circ$ Scanning Range," // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 69, no. 8, pp. 4580-4587, Aug. 2021, doi: 10.1109/TAP.2021.3060125.
8. Xueli Nan, Tongtong Kang, Zhonghe Zhang, Xin Wang, Jiale Zhang, Yusheng Lei, Libo Gao, Jianli Cui and Hongcheng Xu, Flexible Symmetric-Defection Antenna with Bending and Thermal Insensitivity for Miniaturized UAV //Journal: Micromachines, 2024, vol. 15, Number 159, <https://www.mdpi.com/2072-666X/15/1/159>
9. L. Sun, B. Sun, J. Yuan, W. Tang and H. Wu, "Low-Profile, Quasi-Omnidirectional Substrate Integrated Waveguide (SIW) Multihorn Antenna," // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15, pp. 818-821, 2016, doi: 10.1109/LAWP.2015.2476346.
10. Zaman, W., H. Ahmad, and H. Mehmood, "A miniaturized meandered printed monopole antenna for triband applications", // Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 60, No. 5, 12651271, May 2018.
11. Hijab Zahra, Musa Hussain, Syeda Iffat Naqvi, Syed Muzahir Abbas, Subhas Mukhopadhy, A Simple Monopole Antenna with a Switchable Beam for 5GMillimeter-Wave Communication Systems // MDPI Electronics 2021, 10, 2870.
<https://doi.org/10.3390/electronics10222870>

ВЛИЯНИЕ СПЕКТРАЛЬНЫХ КОМПОНЕНТОВ В СОСЕДНИХ ЗОНАХ НАЙКВИСТА НА ПАРАМЕТРЫ СИСТЕМ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦАП

И. А. Беркут, К. А. Якименко, Д. М. Березина

Муромский институт (филиал) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»,
Муром, Россия

Аннотация. Применение быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), работающих в специальных режимах, в составе формирователей сигналов современных систем связи позволяет осуществлять процесс формирования сигнала непосредственно на радиочастоте за счет применения спектральных компонентов в высоких зонах Найквиста. В данной работе исследовано влияние спектральных компонентов, расположенных в соседних зонах Найквиста, на параметры систем связи на модуль вектора ошибки (EVM) в режиме RF. Доказано, что порядок QAM-модуляции не влияет на зависимость пикового значения EVM от отношения амплитуды соседней копии спектра к амплитуде несущей. Определены значения максимально допустимого уровня спектрального компонента в соседней зоне Найквиста, при которых пиковое значение EVM превысит граничное значение для модуляций QAM-1024 и QAM-4096. Оценено влияние изменения коэффициента передачи быстродействующего ЦАП по основной частоте на пиковое значение EVM.

Ключевые слова: система связи; 5G; QAM; нелинейные искажения; величина вектора ошибки; EVM; быстродействующий ЦАП.

THE INFLUENCE OF SPECTRAL COMPONENTS IN NEIGHBORING NYQUIST ZONES ON THE PARAMETERS OF COMMUNICATION SYSTEMS BASED ON HIGH-SPEED DACS

I. A. Berkut, K. A. Yakimenko, D. M. Berezina

Murom Institute (branch) of the “Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs”, Murom, Russia

Abstract. The use of high-speed digital-to-analog converters (DACs) operating in special modes as part of the signal generators of modern communication systems allows the signal generation process to be carried out directly at radio frequency due to the use of spectral components in high Nyquist zones. In this paper, the influence of spectral components located in neighboring Nyquist zones on the parameters of communication systems on the error vector module (EVM) in RF mode is investigated. It is proved that the order of QAM modulation does not affect the dependence of the peak EVM value on the ratio of the amplitude of the neighboring copy of the spectrum to the amplitude of the carrier. The values of the maximum allowable level of the spectral component in the neighboring Nyquist zone have been determined, at which the peak EVM value will exceed the boundary value for QAM-1024 and QAM-4096 modulations. The effect of changing the transmission coefficient of a high-speed DAC in the fundamental frequency on the peak value of the EVM is estimated.

Keywords: communication system; 5G; QAM; nonlinear distortion; error vector magnitude; EVM; high-speed DAC.

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в современных системах связи для эффективного использования полосы пропускания широко применяется квадратурная амплитудная модуляция (Quadrature Amplitude Modulation — QAM). Суть QAM-модуляции заключается в разделении несущей волны на две несущие одинаковой частоты, сдвинутые относительно друг друга на 90° , каждая из которых промодулирована по одному из двух или более дискретных уровней амплитуды. QAM-модуляция активно используется в таких технологиях, как Wi-Fi, цифровое телевидение (DVB), LTE, 5G и многих других.

Однако в реальных условиях работы систем с QAM-модуляцией достижение идеальных сигнальных созвездий невозможно из-за влияния нелинейных искажений. Они возникают в результате неидеальности характеристик компонентов системы. Эти искажения приводят к смещению точек сигнального созвездия относительно их идеальных позиций, что ухудшает ортогональность квадратурных компонент и увеличивает вероятность ошибок при демодуляции. Нелинейные искажения также способствуют появлению межсимвольной интерференции и дополнительных шумов, что снижает отношение сигнал-шум и ограничивает эффективность использования полосы пропускания. В результате ухудшается качество передачи данных, особенно в системах с высокой плотностью модуляции, таких как QAM-1024 или QAM-4096 [1, 2].

Для качественной оценки передачи данных при QAM-модуляции ключевым параметром является модуль вектора ошибки (Error Vector Magnitude, EVM) — это длина вектора, соединяющего точку идеального местоположения символа в созвездии и точку принятого символа. Как правило, модуль вектора ошибки выражается в дБ или процентах и определяется как

$$EVM = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (I_{err}^2[n] + Q_{err}^2[n])} \times 100\%,$$

где n — индекс символа; N — количество символов; I_{err} — проекция вектора ошибки на действительную ось; Q_{err} — проекция вектора ошибки на мнимую ось; вектор ошибки — геометрическая разность между идеальным вектором и вектором принятого сигнала; EVM_{norm} — нормализованная величина среднеквадратичного вектора всех точек сигнального созвездия.

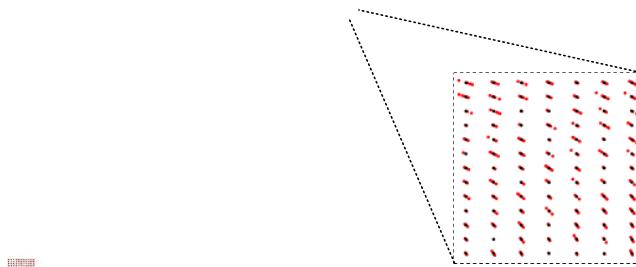


Рис. 1. Сигнальное созвездие с идеальными (черные) и смещенными (красные) из-за нелинейных искажений точками для QAM-1024.

Существует граничное значение EVM, которое является критическим параметром, определяющим, при каком уровне искажений начинаются ошибки при передаче сообщений. Для каждого типа модуляции существует своё пороговое значение EVM, превышение которого приводит к неверной идентификации принятых символов и

значительному увеличению вероятности ошибок (BER, Bit Error Rate). Например, для модуляции QAM-256 граничное значение EVM составляет 3,5%, для QAM-1024 — 1,5%, для QAM-4096 — 1%.

Целью данной работы является оценка влияния спектральных компонентов, находящихся в соседних зонах Найквиста на смещение точек сигнального созвездия при передаче данных системы связи на основе быстродействующих ЦАП в специальном режиме работы RF.

2. СИСТЕМА СВЯЗИ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО ЦАП В РЕЖИМЕ РАБОТЫ RF

В настоящее время разрабатываются быстродействующие ЦАП, которые работают в специальных режимах. Применение таких ЦАП в составе систем связи позволяет использовать в качестве несущей спектральные компоненты, находящиеся в высоких зонах Найквиста. За счёт этого в структуре передатчика уже можно не использовать аналоговые блоки преобразования частоты, а формировать сигнал непосредственно на несущей частоте. В результате достигается компактность конструкции и снижение энергопотребления устройства. Структурная схема формирователя сигналов на основе быстродействующего ЦАП представлена на рис. 2.

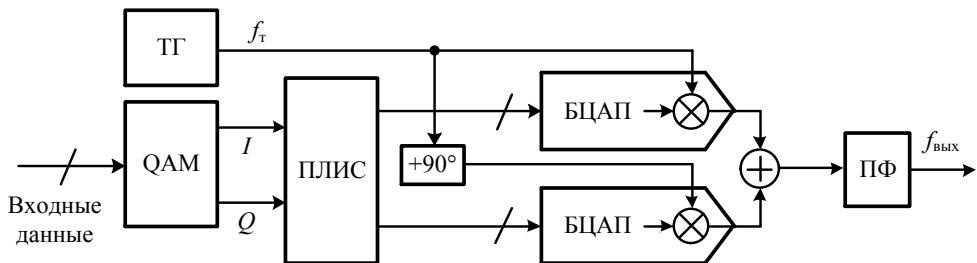


Рис. 2. Формирователь сигналов на основе быстродействующего ЦАП в специальных режимах работы.

На схеме применены обозначения: ТГ — тактовый генератор; ПЛИС — программируемая логическая интегральная схема; БЦАП — быстродействующий цифроаналоговый преобразователь; QAM — квадратурный QAM-модулятор; ПФ — полосовой фильтр.

Наиболее распространен в настоящее время специальный режим работы RF [4–6]. Его суть поясняется рис. 3, и заключается в замене каждого отсчета выходного сигнала быстродействующего ЦАП при помощи высокочастотных ключей, работающих по восходящему и нисходящему фронтам тактового сигнала, двумя разнополярными прямоугольными импульсами.

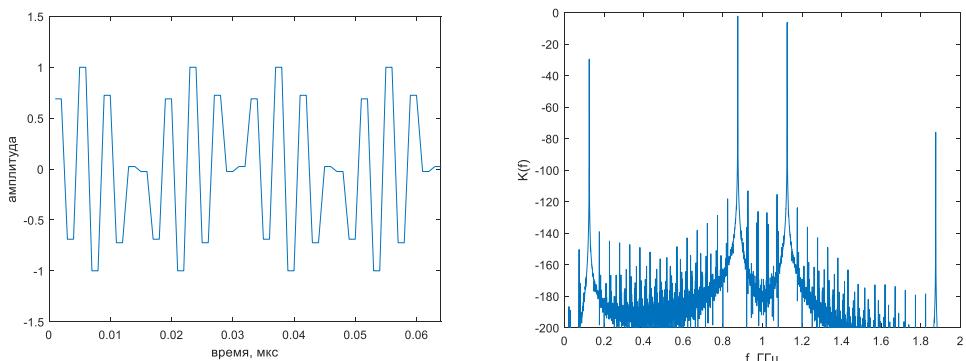


Рис. 3. Выходной сигнал формирователя на основе быстродействующего ЦАП во временной области и его спектр в специальном режиме RF.

Применение режима RF приводит к тому, что спектре увеличивается амплитуда частотных компонентов, находящихся во второй и третьей зоне Найквиста. Таким образом сигнал переносится с основной частоты $f_{\text{осн}}$ на частоту $f_t - f_{\text{осн}}$ (при использовании в качестве несущей спектрального компонента во второй зоне Найквиста) или $f_t + f_{\text{осн}}$ (при использовании в качестве несущей спектрального компонента в третьей зоне Найквиста). Однако, при использовании высоких зон Найквиста невозможно полностью подавить соседний образ, из-за чего возникают нелинейные искажения, что ухудшает качество модуляции и увеличивает EVM.

3. ОЦЕНКА АМПЛИТУДЫ ВЕКТОРА ОШИБКИ ПРИ НЕПОЛНОМ ПОДАВЛЕНИИ АМПЛИТУДЫ СОСЕДНЕГО СПЕКТРАЛЬНОГО КОМПОНЕНТА

Для оценки параметра EVM при неполном подавлении соседнего образа была разработана математическая модель, которая позволяет анализировать значение EVM в зависимости от уровня соседнего образа при различных коэффициентах передачи ЦАП по основной частоте $K_{\text{ЦАП}}$. Математическая модель была реализована в программе на языке matlab.

Алгоритм работы программы состоит в следующем.

Шаг 1. Задается порядок модуляции M и количество символов для передачи.

Шаг 2. С помощью генератора случайных чисел генерируются случайные символы со значениями в диапазоне от 0 до $M - 1$, формируется массив с модулированными значениями в комплексном виде.

Шаг 3. Задаются параметры быстродействующего ЦАП и создается массив, содержащий отсчеты квадратурно-модулированного сигнала во временной области. В данный массив добавляется паразитный сигнал на частоте соседнего образа с изменяющейся амплитудой

Шаг 4. Сигнал демодулируется и с помощью оператора `lteEVM()` проводится расчет пикового значения EVM.

Конец алгоритма.

На рис. 4 предоставлены полученные зависимости пикового значения EVM от отношения амплитуды $A_{\text{поб}}$ копии спектра основной частоты в соседней зоне Найквиста к амплитуде $A_{\text{осн}}$ копии спектра основной частоты, используемой в качестве несущей, при разных значениях коэффициента передачи ЦАП по основной частоте при использовании в качестве несущей копии спектра основной частоты во второй зоне Найквиста. На рис. 5 — при использовании в качестве несущей копии спектра основной частоты в третьей зоне Найквиста.

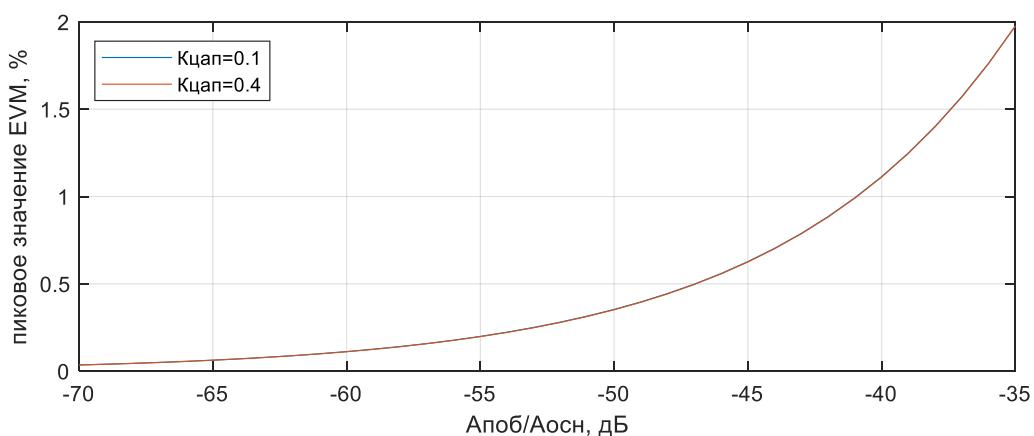


Рис. 4. Зависимости пикового значения EVM от отношения амплитуды соседней копии спектра к амплитуде несущей $A_{\text{поб}} / A_{\text{осн}}$ при использовании спектрального компонента во второй зоне Найквиста.

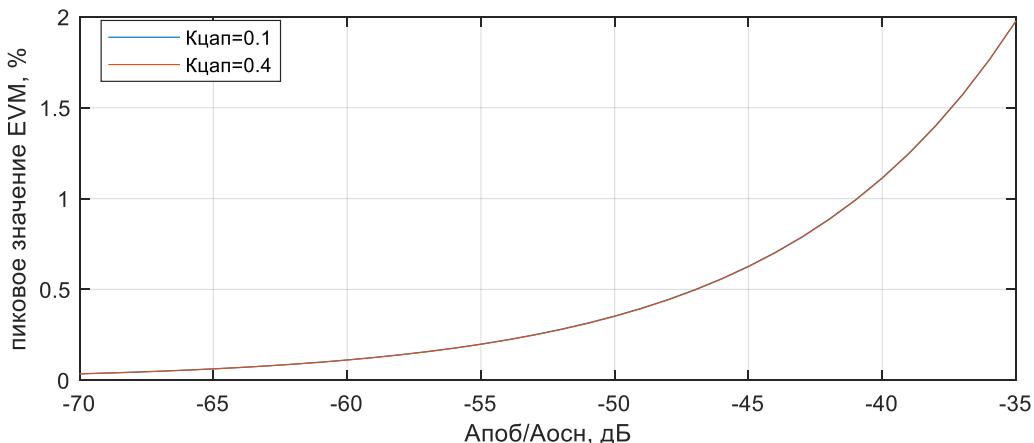


Рис. 5. Зависимости пикового значения EVM от отношения амплитуды соседней копии спектра к амплитуде несущей $A_{\text{поб}} / A_{\text{осн}}$ при использовании спектрального компонента в третьей зоне Найквиста.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании проведенного в данной работе исследования можно сделать следующие выводы.

1. Представленная в данной работе программа позволяет численно оценить значение EVM из-за неполного подавления спектрального компонента в соседней зоне Найквиста при использовании быстродействующего ЦАП в специальном режиме работы. Программа может быть использована на этапе проектирования формирователя сигналов с целью оптимизации полосового фильтра на выходе системы.

2. Порядок QAM-модуляции не влияет на зависимость пикового значения EVM от отношения амплитуды соседней копии спектра к амплитуде несущей. По полученной зависимости можно сделать вывод, что при модуляции QAM-1024 пиковое значение EVM превысит граничное значение при $A_{\text{поб}} / A_{\text{осн}} = -37,5$ дБ; при модуляции QAM-4096 пиковое значение EVM превысит граничное значение при $A_{\text{поб}} / A_{\text{осн}} = -41,4$ дБ.

3. Изменение коэффициента передачи быстродействующего ЦАП по основной частоте от 0,1 до 0,4 увеличивает пиковое значение EVM не более чем на 0,0004%.

Таким образом, для обеспечения высокого качества передачи данных в системах связи с высокой плотностью модуляции, необходимо минимизировать уровень соседних спектральных компонентов. Это может быть достигнуто за счет улучшения характеристик фильтрации и оптимизации параметров быстродействующих ЦАП. Полученные результаты могут быть использованы для дальнейшего совершенствования систем связи, работающих в условиях ограниченного подавления спектральных компонентов.

ЛИТЕРАТУРА

- Shuai Li; Zhang L. et al. Design of a 12-bit Segmented Current-Steering DAC. 2023 International Conference on Applied Physics and Computing (ICAPC). DOI: 10.1109/ICAPC61546.2023.00090
- Koo B.; Do S. et all. A 12-bit 8GS/s RF Sampling DAC with Code-Dependent Nonlinearity Compensation and Intersegmental Current-Mismatch Calibration in 5nm FinFET. 2022 IEEE Symposium on VLSI Technology and Circuits (VLSI Technology and Circuits). DOI 10.1109/VLSITechnologyandCir46769.2022.9830442.
- Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Якименко К.А., Сочнева Н.А. Повышение эффективности использования высших зон Найквиста при прямом

- цифровом синтезе высокочастотных сигналов // Радиотехника, 2022, Т. 86, № 5. – С. 135–144.
4. Якименко К.А., Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Соchнева Н.А. Исследование шумовых характеристик синтезаторов частот на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей // Радиотехника, 2023, Т. 87, № 11. – С. 180–191.
 5. Якименко К.А., Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Соchнева Н.А. Влияние фазового шума и нелинейных искажений быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей на параметры цифровых систем связи // Радиотехника, 2024, Т. 88, № 6. – С. 137–148.
 6. Якименко К. А., Ромашов В. В., Березина Д. М., Беркут И. А. Оценка влияния амплитудных глитчей и фазового шума формирователей сигналов на основе быстродействующих ЦАП на параметры систем связи с QAM-модуляцией // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2025, №1. – С. 48–58.

REFERENCES

1. Shuai Li; Zhang L. et al. Design of a 12-bit Segmented Current-Steering DAC. 2023 International Conference on Applied Physics and Computing (ICAPC). DOI: 10.1109/ICAPC61546.2023.00090
2. Koo B.; Do S. et all. A 12-bit 8GS/s RF Sampling DAC with Code-Dependent Nonlinearity Compensation and Intersegmental Current-Mismatch Calibration in 5nm FinFET. 2022 IEEE Symposium on VLSI Technology and Circuits (VLSI Technology and Circuits). DOI 10.1109/VLSITechnologyandCir46769.2022.9830442.
3. Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N., Yakimenko K.A., Sochneva N.A. Improving the efficiency of using higher Nyquist zones in direct digital synthesis of high-frequency signals // Radiotekhnika, 2022, Vol. 86, No. 5. – Pp. 135–144.
4. Yakimenko K.A., Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N., Sochneva N.A. Investigation of noise characteristics of frequency synthesizers based on high-speed digital-to-analog converters // Radiotekhnika, 2023, Vol. 87, No. 11. – Pp. 180–191.
5. Yakimenko K.A., Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N., Sochneva N.A. The influence of phase noise and nonlinear distortions of high-speed digital-to-analog converters on the parameters of digital communication systems // Radiotekhnika, 2024, Vol. 88, No. 6. – Pp. 137–148.
6. Yakimenko K. A., Romashov V. V., Berezina D. M., Berkut I. A. Evaluation of the influence of amplitude glitches and phase noise of signal generators based on high-speed DACs on the parameters of communication systems with QAM modulation // Radio Engineering and Telecommunication Systems, 2025, No. 1. – Pp. 48–58.

ИТЕРАТИВНАЯ ОБРАБОТКА КАДРОВОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ, ПЕРЕДАННОЙ OFDM-СИМВОЛАМИ С КАНАЛЬНЫМ СВЁРТОЧНЫМ КОДИРОВАНИЕМ И ПЕРЕМЕЖЕНИЕ ПО СПЕКТРУ И ВРЕМЕНИ

И.Б.Мещеряков¹, И.В Сухов¹, М.Н.Рогулин¹, А.С.Козин¹, А.А. Фролов¹, В.Д.Гапоненко¹

¹АО «Радиозавод», Пенза, Россия

Аннотация. В работе рассматривается вопрос повышения эффективности использования существующих радиолиний в диапазоне КВ (ДКВМ, ВЧ, ионосферных каналов) на основе итеративной обработки для каналов с замираниями и без. Оценивается энергетический выигрыш от замены каждого простого модуля приёмного тракта модема на более эффективные, а также итоговый выигрыш от использования на основе новых модулей механизма итеративного приёма. Даётся оценка вычислительной сложности и зависимости помехоустойчивости от сложности реализации модулей.

Ключевые слова: OFDM, итеративная обработка, свёрточное кодирование, ДКМВ-системы, выносной коммутатор (ВК), MSDD, BICM-ID-MSDD-LVA, АО «Радиозавод», Байкал-2.

ITERATIVE PROCESSING OF A FRAME SEQUENCE, TRANSMITTED BY OFDM CHARACTERS WITH CHANNEL CONVOLUTIONAL ENCODING AND MOVING ACROSS THE SPECTRUM AND TIME

I.B.Meshcheryakov¹, I.V. Sukhov¹, M.N.Rogulin¹, A.S.Kozin¹, A.A. Frolov¹,
V.D.Gaponenko¹

¹JCK «Radiozavod», Penza, Russia

Abstract. The paper considers the issue of increasing the efficiency of using existing radio lines in the HF range (DCVM, HF, ionospheric channels) based on iterative processing for channels with and without fading. The energy gain from replacing each simple module of the modem receiving path with more efficient ones is estimated, as well as the final gain from using an iterative reception mechanism based on new modules. An assessment of computational complexity and the dependence of noise immunity on the complexity of module implementation is given.

Keywords: OFDM, iterative processing, convolutional coding, DCMV systems, external switchboard (VC), MSD, BIM-ID-MSD-LVA, JCK «Radiozavod».

1. ВВЕДЕНИЕ

Общее количество систем для передачи информации (речи/данных) в ДКМВ-диапазоне очень велико и разнообразно, что приводит, с одной стороны, к необходимости использования разнородной, зачастую не сопрягаемой аппаратуры различных производителей, с другой стороны, к невозможности учёта помеховой обстановки на основе анализа присутствующих в эфире сигнально-кодовых конструкций других систем. Внедрение новых, несовместимых со старыми, систем требует существенных капиталовложений, однако потенциал уже существующих систем раскрыт далеко не полностью, хотя подобные ДКМВ-системы активно

используются [1]. Таким образом, задача повышения эффективности существующих систем является актуальной.

В данной статье рассматривается разработка алгоритмов обработки существующих сигнально-кодовых конструкций с точки зрения увеличения пропускной способности и модификации их для использования в перспективной аппаратуре ДКМВ-связи (которые применимы и для других диапазонов).

Для достижения поставленной цели в статье рассматриваются следующие вопросы:

- анализ существующих отечественных и зарубежных систем ДКМВ-связи с точки зрения практической эффективности как функции стоимости передачи бита;
- разработка методов повышения эффективности существующих систем ДКМВ-связи на основе итеративных принципов обработки;
- разработка новых режимов, алгоритмов работы и правил построения перспективной ДКМВ-системы;
- экспериментальная проверка полученных результатов в ходе лабораторных испытаний.

В данной статье предложен новый алгоритм итеративной обработки совместной демодуляции и декодирования для систем с дифференциальной относительной модуляцией, отличительной особенностью которого является использование списочного декодера с «мягким» выходом в качестве внешнего и внутреннего сферического многосимвольного декодера;

Для анализа актуальности разработки алгоритмов, был проведён обзор существующих отечественных и иностранных ДКМВ-систем.

Зарубежные стандарты на систем ДКМВ-связи:

- STANAG 5066 v3 (ALE-2G) [2];
- MIL-STD-188-141B/FED-STD-1045/STANAG 4538 (ALE-3G) [3];
- HFDL (ARINC 753);

Зарубежные фирмы, занимающиеся разработкой изделий для ДКМВ-связи:

- Rockwell Collins (США);
- General Dynamics (США);
- L-3 (США);
- Sunair (США);
- Rohde & Schwarz (Германия);
- Telefunken Racoms (Германия);
- Thales (Великобритания (Racal)/Франция (Thomson));
- RapidM (ЮАР);
- Codan (Австралия);
- Barrett / Q-Mac (Австралия);
- Elbit Systems / Tadiran (Израиль);
- Reutech Communications (ЮАР) / SAab Grintek;
- Icom (Япония);
- SkySweep Technologies (Финляндия);
- Centrum Techniki Morskiej (Польша);
- Global Communications Co (Малайзия);
- Leonardo (Италия);

Отечественные предприятия, занимающиеся системами ДКМВ-связи:

- Самарское Отделение Научно-Исследовательского Института Радио(СОНИИР);
- Омский Научно-Исследовательский Институт Приборостроения (ОНИИП);
- Российский Институт Мощного Приборостроения (РИМР);

- Воронежский Научно-Исследовательский Институт Связи (ВНИИС);

- Сарапульский РадиоЗавод(СРЗ);

- Научно-Производственное Предприятие "Полёт"(НПП "Полёт")

Актуальность работы подтверждается и тем, что большое количество отечественных ученых работают в области создания ДКМВ-радиомодемов:

- Антон Александрович Казанцев [4] создал узкополосный OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) -модем (входит в состав "Северок-КМП") с выбором параметров, учитывающих неидеальность приёмо-передающего тракта, и рассеянными по спектру пилот-сигналами для оценки ИХ с помощью фильтра Калмана (ИжГТУ);

- Михаил Михайлович Марков [5] реализовал систему ДКМВ-связи на основе частотно-временных сигналов (ЧВС) МЧТ-4000, описал механизмы анализа качества канала связи и модель тракта РПдУ (ИжГТУ);

- Иван Сергеевич Землянов [6] разработал широкополосный высокоскоростной OFDM-модем с адаптацией к условиям распространения (ОмГТУ);

- Виталий Львович Хазан [7] опубликовал результаты исследований по моделированию тракта ДКМВ-канала (включающие РПдУ, АФУ, ионосферный канал, РПУ) и работе ДКМВ-сети мобильных абонентов с малой мощностью "МАРС" на основе ОФМ-500 (ОмГТУ);

- Евгений Николаевич Маслов [8] реализовал низкоскоростной modem (300 бит/с) на основе OFDM (СОНИИР);

- Дмитрий Викторович Мишин [9] реализовал последовательный modem со вставками тренировочной последовательности для скорости 1,2-2,4 кбит (ПГАТИ);

- Александр Анатольевич Малютин [10] создал последовательный высокоскоростной modem "Силуэт" с итеративной обработкой на основе адаптивного эквалайзера;

2. БАЗОВАЯ СТРУКТУРА ИТЕРАТИВНОГО ПРИЕМНИКА

Структурная схема тракта передачи на основе OFDM представлена ниже (рисунок 1)



Рис.1. Структурная схема тракта передачи на основе OFDM

Структурная схема итеративного приёма представлена ниже (рисунок 2):

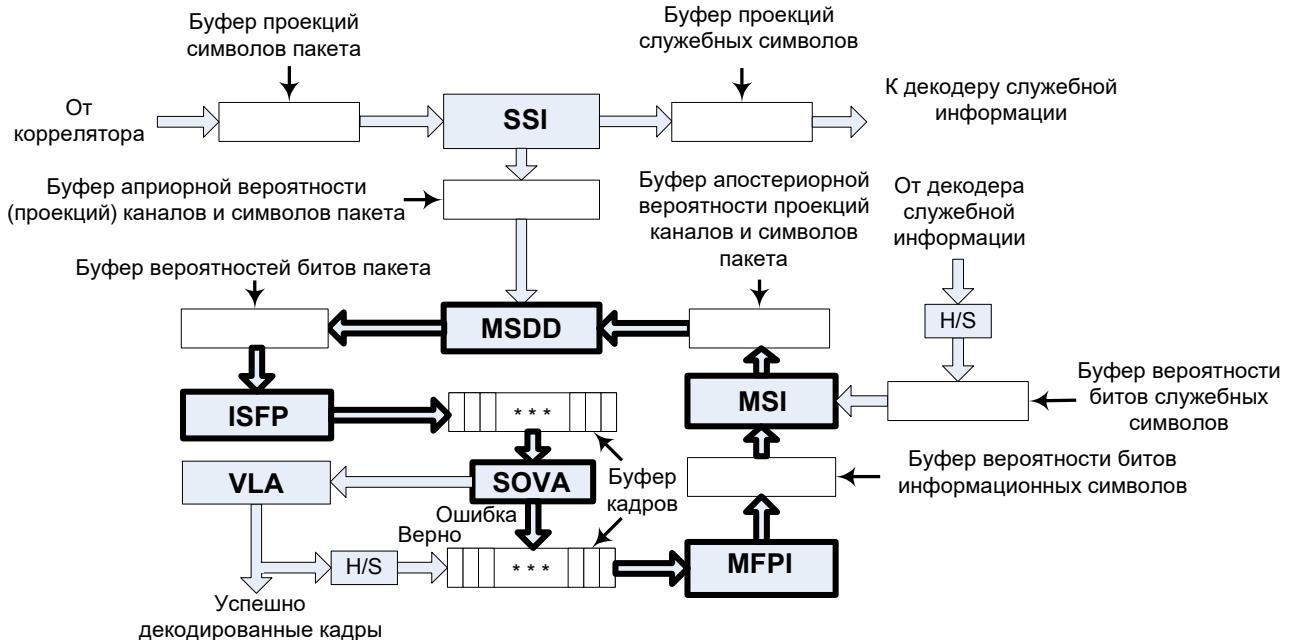


Рис.2. Структурная схема итеративного приёма

MSDD – (Multiple Symbol Differential Detection) узел вычисления вероятности приёма относительной фазы (битов) канала по нескольким символам по методу максимального правдоподобия;

MSI – (Merge Service and Information) узел объединения битов информационного служебного (пилот-тонов) блоков;

SSI – (Split Service and Information) узел разделения символов информационного и служебного блока;

MFPI – (Merge Frames in Packet and Interleave) узел объединения битов из кадров в информационный блок (при необходимости с выкалыванием) и перемежение;

ISFP – (Interleave and Split Frames from Packet) узел деперемежения и выделения битов, кадров из информационного блока (при необходимости с вставлением нулей);

SOVA – (Soft Output Viterbi Algorithm) узел декодирования свёрточного кода с «мягким» выходом;

VLA – (Viterbi List Algorithm) "списочный" декодер Витерби с проверкой альтернативных путей по CRC32;

Схема работает следующим образом:

- проекции от коррелятора (демодулятора в узком смысле), поступают в буфер, где происходит накопление символов всего пакета (информационных и пилот-символов);

- узел SSI разделяет пакет на информационный и служебный блоки, символы которых копируются, соответственно, в буфер априорной вероятности (проекций) каналов и символов пакета, и буфер проекций служебных символов;

- после успешного декодирования служебного слова обратно закодированные биты (пилот-каналы) с максимальным значением вероятности (H/S) помещаются в буфер вероятности битов служебных символов. Это происходит один раз при первой обработке пакета;

- узел MSI объединяет «мягкие» биты из буфера вероятности битов информационных символов (первоначально заполнен нулями) и буфера вероятности битов служебных символов и копирует результат в буфер апостериорной вероятности проекций канала и символов пакета;

- узел MSDD выполняет поиск наиболее вероятной последовательности по априорным и апостериорным вероятностям и формирует буфер вероятностей битов пакета ("мягкие" биты);

- узел ISFP выполняет деперемежение информационного блока и выделение из него кадров, которые помещаются в буфер кадров;

- узел SOVA выполняет декодирование кадров пакетов алгоритмом Витерби с "мягким" выходом (SOVA) и формирует таблицу переходов (путей) для списочного алгоритма Витерби (VLA), который проверяет альтернативные последовательности на совпадение CRC32;

- если VLA успешно декодирует кадр, то он поступает в буфер кадров через модуль формирования максимальной вероятности битов (H/S - hard/soft), иначе в буфер помещаются вероятности кадра с ошибкой декодирования;

- узел MFPI выполняет объединение битов кадров в один информационный блок и его перемежение: результат помещается в буфер вероятности битов информационных символов.

Процесс повторяется либо до декодирования всех кадров пакета, либо до превышения количества допустимых итераций.

3. ОПИСАНИЕ ПРЕДЛОЖЕННОГО ИТЕРАТИВНОГО ПРИЁМНИКА

Обобщенная структурная схема предложенного итеративного приёмника приведена ниже (рисунок 3)

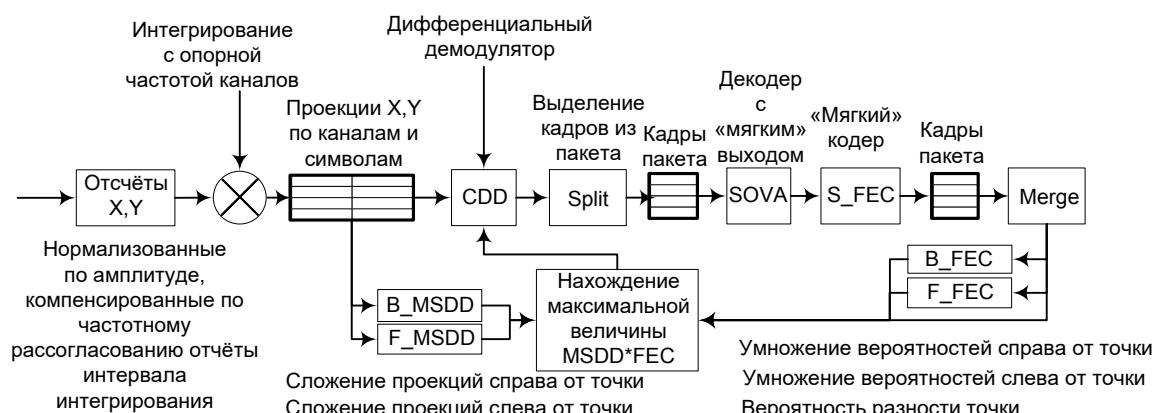


Рис. 3. Обобщенная структурная схема предложенного итеративного приёмника

Первоначально выполняется демодулирование традиционным (Conventional Differential Detector, CDD) демодулятором, в котором отсутствует эффект «размножения» ошибок, присущий MSDD при низком соотношении сигнал-шум. После разделения полученных бит с индексом надёжности («мягких» бит, бит с вероятностью) из буфера демодулятора (Split) кадры поступают на декодер с «мягким» выходом (SOVA). Если хотя бы один кадр пакета не декодирован успешно, все кадры (включая успешно декодированные) кодируются обратно «мягким» кодером, который представляет собой обычный свёрточный кодер, выходной последовательности которого присваивается наименьшая надёжность из всех бит, участвующих в формировании. Затем формируется пакет (Merge), который используется для формирования апостериорной вероятности приёма битовых последовательностей (B_FEC и F_FEC). Из входного буфера проекций формируется априорная вероятность приёма MSDD (B_MSDD и F_MSDD), которая умножается на апостериорную вероятность, и последовательность с максимальным значением выбирается в качестве

наиболее вероятной. Накопленные метрики используются для формирования выхода демодулятора относительного кода (CDD).

Для MSSD-6, MSDD-8 и больше можно сложить вероятности от декодера (апостериорные) и модули проекции путей (априорные), ведущих в одну точку для определения наиболее вероятной точки. Это позволит значительно увеличить окно анализа при сохранении приемлемой вычислительной сложности.

Таким образом, алгоритм MSDD разбивается на два этапа:

- 1) определение наиболее вероятного пути – «жёсткие» решения;
- 2) определение «мягкого» выхода по этому пути.

Окно обзора для формирования "мягких" решений с выхода MSDD должно быть чётное. Структура пакета при передаче данных содержит опорный символ из служебного блока в начале и конце, поэтому MSDD-4 (по 4 символам) обрабатывает данные только текущего пакета.

В случае увеличения окна обзора (MSDD-6, MSDD-8) часть символов выходит за пределы пакета, поэтому для правильной работы итеративного механизма необходимо учитывать этот факт путём уменьшения размера MSDD.

Поскольку исходная последовательность данных разбита на кадры, формирующие пакет, то в случае успешного декодирования части кадров использование MSDD позволяет увеличить помехоустойчивость декодирования всего пакета. Реализация MSDD возможна с разным размером окна: 4 символа (как показано выше) задействуют 3 значения вероятности и требуют при полном переборе всех вариантов 512 значений.

Предложенный алгоритм MSDD предусматривает использование арифметики с фиксированной точкой для увеличения скорости вычислений на универсальных (x86, ARM) и специализированных (C674, DelCore-30M) процессорах и возможности аппаратной реализации (например, на FPGA). Это требует выполнение нормализации при большом размере окна.

Алгоритм MSDD имеет высокую степень параллелизма поэтому эффективен как для многоядерных процессоров, так и конвейеризированных вычислительных узлов.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ

Оценка помехоустойчивости системы BICM-ID-MSDD-LVA даётся методом имитационного моделирования для схемы, отображенной ниже (рисунок 4)

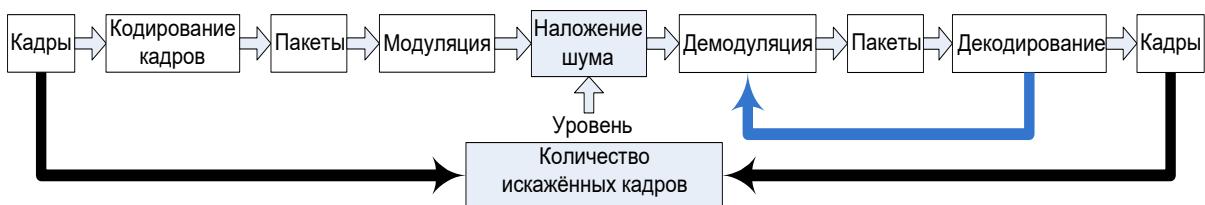


Рис.4. Оценка помехоустойчивости системы BICM-ID-MSDD-LVA

График зависимости количества кадровых ошибок (FER – Frame Error Rate) от отношения сигнал/шум для канала (Additive White Gaussian Noise ,AWGN) для скорости кода $\frac{1}{2}$ (133,171) и 8PSK (Octagonal Phase Shift Keying) для исходного (классического) метода обработки (CDD - ряд 1) и итеративного списочного декодирования (MSDD - ряд 2) приведены ниже (рисунок 5):

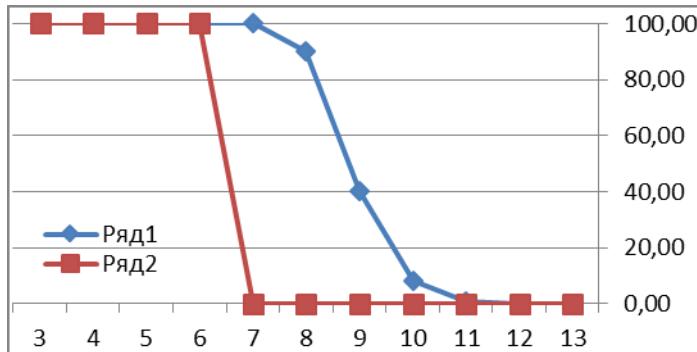


Рис.5. График зависимости количества кадровых ошибок от отношения сигнал/шум для канала

Из анализа графика видно, что для CDD:

- ошибки появляются при ОСШ ниже 12 дБ;

- при соотношении сигнал/шум ниже 9 дБ скорость передачи снижается драматически (более 50 %), что при адаптивной передаче равносильно переходу на скорость в 2 раза ниже.

Следует, однако, отметить, что при использовании эффективного режима HARQ (Hybrid Automatic Repeat Request) с повышением вероятности успешного декодирования на основе сложения ранее переданных копий кадров падения скорости в два раза не происходит.

Для MSDD ошибки появляются ниже 7 дБ (на 6 дБ - 100% искажённых кадров) и выигрыш составляет более 5 дБ. Дополнительно, при использовании режима HARQ появляется возможность использовать успешное декодирование вновь переданных кадров для повышения вероятности декодирования ранее переданных пакетов с другими кадрами.

График зависимости битовых ошибок (BER – Bit Error Rate) для CDD и MSDD приведены ниже (рисунок 6):

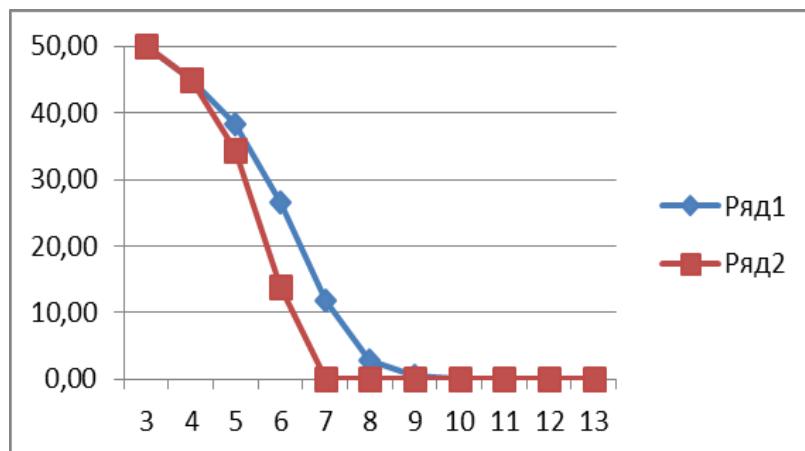


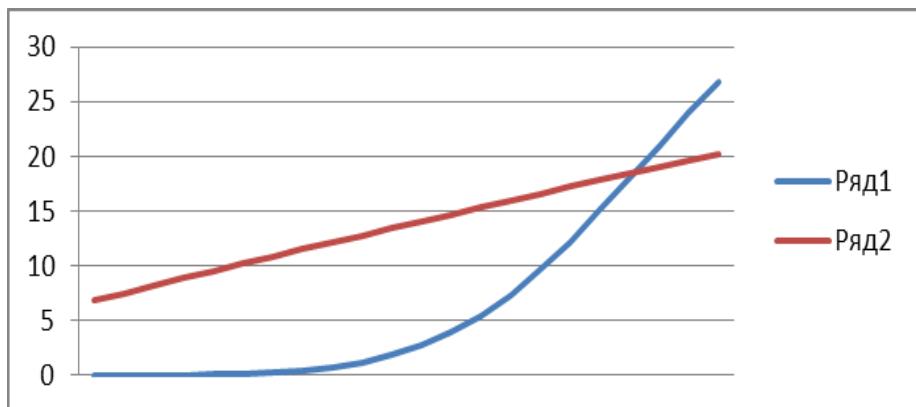
Рис.6. График зависимости битовых ошибок для CDD и MSDD

Сравнение графиков FER и BER показывает, что предложенный итеративный механизм приёма показывает хорошие результаты при передачи данных, то есть оценку качества модемов следует производить по критерию не битовой, а кадровой ошибки и

порог оценки в 10^{-5} является неадекватной оценкой. Например, наличие у турбокодов так называемого error floor на этом уровне будет давать завышенную оценку помехоустойчивости для передачи данных.

При анализе потенциальной помехоустойчивости предложенного метода можно опереться на корректирующую способность несистематического сверточного кода (кода NASA), который имеет свойство увеличивать ("размножать"), а не уменьшать количество ошибок, если входное количество (перед декодером) ошибок больше некого предела.

Диаграмма зависимости количества ошибок при декодировании (ряд 2) в зависимости количества входных ошибок (ряд 1) для кода NASA (133,177) приведён ниже



(рисунок 7):

Рис. 7. Диаграмма зависимости количества ошибок при декодировании в зависимости количества входных ошибок для кода NASA

Точка пересечения графиков 15 % определяет точку, в которой начинает «размножение» ошибок и, соответственно, существенное уменьшение помехоустойчивости. Это точка соответствует уровню 7 дБ для MSDD.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Развитием используемых в настоящее время системы является разработанный АО «Радиозавод» г. Пенза «Выносной коммутатор» (ВК), имеющий следующие отличия от предшественников (при сохранении совместимости/встречной работы):

- механизм итеративного приёма (модуляция и кодирование);
- псевдокогерентный многосимвольный приём;
- "мягкое" декодирование кода Рида-Соломона по алгоритму Судана;
- списочное декодирование по алгоритму Витерби на основе алгоритм с "мягким" выходом;
- использование эффекта наращивания избыточности в режиме с перезапросом;
- турбо-оценка импульсной характеристики на основе фильтра Калмана;
- использование нескольких моделей канала в режиме адаптации;
- итеративный механизм трассового зондирования;
- поддержка технологии MIMO.

Указанные выше доработки позволяют повысить эффективную скорость передачи в узкой полосе.

Помимо этого, «ВК» может автоматически переходить и на новые режимы, если обнаруживает наличие только однотипной аппаратуры в сети, имеющие следующие характеристики:

- расширенная полоса работы;
- уменьшенный пик-фактор;

- сверхпомехоустойчивый низкоскоростной режим;
- маскирование характера трафика;
- работа в сети 3G-ALE.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вербицкий Л.И., Вербицкий М.Л., Радиосвязь. Руководство для начинающих и не только: организация, технические средства, использование. - СПб.: Наука и Техника, 2016. - 400 с.
2. STANAG 5066 C3B (Edition 3) - Profile for HF Radio Data Communication - 30 March 2015.
3. STANAG 4538 (Edition 1) - Technical Standards for an Automatic Radio Control System (ARCS) for HF Communication Links - 24 February 2009
4. Казанцев А.А., Исследование и разработка модема сигналов со многими несущими частотами для передачи цифровой информации по КВ каналу: дис. канд./ тех. наук. Ижевский гос. тех. университет, Ижевск, 2007.
5. Марков М.М., Исследование и разработка алгоритмов приёма сигнала с контролем качества нестационарного канала: дис. канд./ тех. наук. Ижевский гос. тех. университет, Ижевск, 2002.
6. Землянов И.С., Модемы с ортогональными поднесущими мобильных систем коротковолновой связи с адаптацией к условиям распространения радиоволн: дис. канд./ тех. наук. Омский гос. тех. университет, Омск, 2016.
7. Хазан В.Л., Методы и средства проектирования каналов декаметровой связи: дис. доктор./ тех. наук. Омский гос. тех. университет, Омск, 2006
8. Маслов Е.Н., Разработка и исследование методики и алгоритмов оценки и восстановления параметров OFDM сигнала в системах радиосвязи и радиовещания: дис. канд./ тех. Самарский НИИ Радио, Самара, 2005.
9. Мишин Д.В., Методы повышения эффективности обработки сигналов в каналах с памятью: дис. докт./ тех. наук. Поволжская гос. академия телекоммуникаций и информатики., Самара, 2008.
10. Малютин А.А., Исследование и разработка итеративных методов обработки сигналов для высокоскоростных модемов КВ-диапазона: дис. канд./ тех. наук. ОАО "Концерн "Созвездие"", Воронеж, 2009.

REFERENCES

1. Verbitsky L.I., Verbitsky M.L., Radio communication. A beginner's guide and more: organization, technical means, usage. St. Petersburg: Science and Technology, 2016. 400 p.
2. STANAG 5066 C3B (Edition 3) - Profile for HF Radio Data Communication - 30 March 2015.
3. STANAG 4538 (Edition 1) - Technical Standards for an Automatic Radio Control System (ARCS) for HF Communication Links - 24 February 2009
4. Kazantsev A.A., Research and development of a modem of signals with many carrier frequencies for transmitting digital information over a HF channel: PhD thesis/ technical sciences. Izhevsk State Technical University. University, Izhevsk, 2007.
5. Markov M.M., Research and development of algorithms for signal reception with quality control of a non-stationary channel: PhD thesis/ technical Sciences. Izhevsk State Technical University. University, Izhevsk, 2002.

6. Zemlyanov I.S., Modems with orthogonal subcarriers of mobile shortwave communication systems with adaptation to the conditions of radio wave propagation: PhD thesis/ technical sciences. Omsk State Technical University University, Omsk, 2016.
7. Khazan V.L., Methods and means of designing decameter communication channels: dissertation/ technical sciences. Omsk State Technical University University, Omsk, 2006
8. Maslov E.N., Development and research of methods and algorithms for estimating and restoring OFDM signal parameters in radio communication and broadcasting systems: dis. kand./ tech. Samara Research Institute of Radio, Samara, 2005.
9. Mishin D.V., Methods for improving the efficiency of signal processing in memory channels: dissertation/ technical sciences. Volga Region State Academy of Telecommunications and Informatics, Samara, 2008.
10. Malyutin A.A., Research and development of iterative signal processing methods for high-speed KV-band modems: PhD thesis/ Technical Sciences. JSC Concern Constellation, Voronezh, 2009.

АНАЛИЗ ВРЕМЕНИ ПЕРЕНОСА КАДРА И ВАРИАЦИИ ЗАДЕРЖЕК СЕТЕЙ FRAME RELAY

К. А. Батенков

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

Аннотация. В статье рассматриваются параметры качества функционирования сетей, использующих протокол Frame Relay, с акцентом на фазе обмена информацией. Основное внимание уделено времени переноса кадра, которое определяется как разность между временем поступления кадра в коммутатор и его передачей. Указано, что предельное время переноса кадра составляет 5 секунд, после чего кадр считается потерянным. Также введено понятие процентиля времени переноса кадра, которое позволяет оценить распределение задержек в сети. Особое внимание уделено вариации времени переноса кадра (джиттеру), которая определяется как разность между максимальным и минимальным временем переноса кадра за заданный интервал измерения. Процентиль вариации позволяет анализировать стабильность передачи данных в сети. Все рассмотренные параметры основаны на рекомендациях X.144 и X.145, которые регламентируют качество функционирования сетей FR на всех стадиях обслуживания.

Ключевые слова: Frame Relay, время переноса кадра, процентиль задержки, вариация времени переноса, рекомендации X.144 и X.145.

ANALYSIS OF FRAME TRANSFER TIME AND DELAY VARIATIONS OF FRAME RELAY NETWORKS

K. A. Batenkov

MIREA — Russian Technological University, Moscow, Russia

Abstract. The article discusses the quality parameters of networks using the Frame Relay protocol, with an emphasis on the information exchange phase. The main focus is on the frame transfer time, which is defined as the difference between the frame arrival time at the switch and its transmission. It is indicated that the maximum frame transfer time is 5 seconds, after which the frame is considered lost. The concept of the percentile of frame transfer time is also introduced, which allows us to estimate the distribution of delays in the network. Special attention is paid to the variation in frame transfer time (jitter), which is defined as the difference between the maximum and minimum frame transfer time for a given measurement interval. The percentile variation allows you to analyze the stability of data transmission in the network. All the parameters considered are based on recommendations X.144 and X.145, which regulate the quality of operation of FR networks at all stages of service.

Keywords: Frame Relay, frame transfer time, delay percentile, transfer time variation, recommendations X.144 and X.145.

1. ВВЕДЕНИЕ

Протокол Frame Relay (FR) широко используется в сетях передачи данных благодаря своей эффективности и простоте. Однако качество функционирования таких сетей зависит от множества параметров, среди которых ключевое значение имеют время переноса кадра (FTD) и вариация задержек (джиттер). В статье подробно анализируются эти параметры, а также их влияние на классификацию сетей и качество обслуживания.

2. ПАРАМЕТРЫ КАЧЕСТВА

Параметры качества функционирования сетей, использующих протокол FR (frame relay – ретрансляция кадров), изложены в рекомендациях X.144 и X.145 [1, 2]. Отметим, что для данной технологии приведены сведения о параметрах качества функционирования всех стадий обслуживания (таблица 1). Так, рекомендация X.145 [2] описывает параметры на фазах установления и разъединения соединения, а X.144 [1] – на фазе непосредственно обмена информацией. Здесь мы будем акцентировать внимание только на фазе обмена информацией, поскольку классы сетей вводятся основываясь исключительно на данных параметрах [3].

Таблица 1. Модель качества функционирования в цифровых сетях

функции обслуживания	критерии качества		
	быстро действие	точность	надежность
	1	2	3
доступ	1		
передача информации	2		
разъединение	3		
готовность	4		

Время переноса кадра τ (*FTD – frame transfer delay*) информации пользователя определяется как разность между временами второго t_2 и первого t_1 эталонных событий переноса кадра (например, поступление пакета в коммутатор):

$$\tau = (t_2 - t_1),$$

где $t_2 > t_1$ и $(t_1 - t_2) \leq T_{max}$ [1]. Применительно к качеству функционирования сети FR T_{max} является пределом времени, после которого кадр считается потерянным. При этом значение T_{max} остается не точно определенным –ожидается, что оно будет в диапазоне $5 < T_{max} < 10$ с [1]. Здесь и далее будем считать его равным пяти секундам, то есть $T_{max} = 5$ с. Время переноса кадра информации пользователя "из конца в конец" (сквозное) является задержкой при передаче в одну сторону между границами оконечного оборудования данных.

Процентиль (percentile) времени переноса кадра τ_h порядка h – значение, при котором функция распределения времени переноса кадра переходит от величин меньших h к величинам больших $h \in (0, 1)$. Отметим, что процентиль является частным случаем квантиля в случае деления области определения измеряемого параметра на сто интервалов, попадания в которые имеют равные вероятности [5]. При условии упорядоченности в порядке не убывания времен переноса кадров τ_i , то есть если $\tau_{i+1} \geq \tau_i, i = 1, 2, \dots, n - 1$, процентиль времени переноса кадра определяется следующим образом:

$$\tau_h = \tau_{[h \cdot n]}, \tau_{i+1} \geq \tau_i, i = 1, 2, \dots, n - 1,$$

где n – общий объем исследуемой выборки.

Вариация (джиттер) времени переноса кадра v (*FDJ – frame delay jitter*) – разность между максимальным временем переноса кадра τ_{max} и минимальным временем переноса кадра τ_{min} за заданный интервал измерения, содержащий статистически значительное число n измерений времени переноса:

$$v = \tau_{max} - \tau_{min} = \max_i \tau_i - \min_i \tau_i, i = 1, 2, \dots, n.$$

Процентиль (percentile) вариации времени переноса кадра v_h порядка h – значение, при котором функция распределения вариации времени переноса кадра переходит от величин меньших h к величинам больших $h \in (0, 1)$. Предполагается, что измерения проводятся на m временных интервалах (обычно пятнадцатиминутных), на каждом из которых определяется вариация времени переноса кадров v_i . При условии упорядоченности в порядке не убывания вариаций времен переноса кадров v_i , то есть

если $v_{i+1} \geq v_i, i = 1, 2, \dots, m - 1$, процентиль вариации времени переноса кадра определяется следующим образом:

$$v_h = v_{[h \cdot n]}, v_{i+1} \geq v_i, i = 1, 2, \dots, m - 1.$$

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ параметров качества функционирования сетей Frame Relay, таких как время переноса кадра и вариация задержек, позволяет оптимизировать работу сетей и повысить их надежность. Рекомендации X.144 и X.145 предоставляют четкие критерии для оценки этих параметров, что делает их важным инструментом для проектирования и эксплуатации сетей FR. Дальнейшие исследования могут быть направлены на уточнение предельных значений и анализ влияния джиттера на различные классы сетей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Rec. X.144. User information transfer performance parameters for public frame relay data networks. – 2003–10. – Geneva : ITU-T, 2004. – 36 p.
2. Rec. X.145. Connection establishment and disengagement performance parameters for public Frame Relay data networks providing SVC services. – 2003–10. – Geneva : ITU-T, 2004. – 24 p.
3. Rec. X.146. Performance objectives and quality of service classes applicable to frame relay. – 2000–10. – Geneva : ITU-T, 2001. – 20 p.
4. Батенков, А. А. Вероятность связности телекоммуникационной сети на основе приведения нескольких событий несвязности к объединению независимых событий / А. А. Батенков, К. А. Батенков, А. Б. Фокин // Информационно-управляющие системы. – 2021. – № 6(115). – С. 53-63. – DOI 10.31799/1684-8853-2021-6-53-63. – EDN AOUANJ.
5. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, К. Корн. – М. : 1970. – 720 с.

REFERENCES

1. Rec. X.144. User information transfer performance parameters for public frame relay data networks. – 2003–10. – Geneva : ITU-T, 2004. – 36 p.
2. Rec. X.145. Connection establishment and disengagement performance parameters for public Frame Relay data networks providing SVC services. – 2003–10. – Geneva : ITU-T, 2004. – 24 p.
3. Rec. X.146. Performance objectives and quality of service classes applicable to frame relay. – 2000–10. – Geneva : ITU-T, 2001. – 20 p.
4. Batenkov A. A., Batenkov K. A., Fokin A. B. The probability of connectivity of a telecommunication network based on the reduction of several events of incoherence to the union of independent events / A. A. Batenkov, Batenkov K. A., Fokin A. B. // Information and control systems. – 2021. – № 6(115). – Pp. 53-63. – DOI 10.31799/1684-8853-2021-6-53-63. – EDN AOUANJ.
5. Korn G. Handbook of mathematics for researchers and engineers / G. Korn, K. Korn. – M. : 1970. – 720 p.

ПОДХОД К МОДЕЛИРОВАНИЮ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ С РАЗЛИЧНЫМИ АЛГОРИТМАМИ МАРШРУТИЗАЦИИ

К. А. Кобелев¹

¹ВУНЦ ВВС «ВВА», Воронеж, Россия

Аннотация. В статье рассматривается вопрос имитационного моделирования информационного обмена (ИО) как одного из ключевых вопросов в оценке эффективности распределения информационных потоков (маршрутизации) в цифровых системах связи (ЦСС) в условиях роста интенсивности входного трафика и предъявляемых требований к его обслуживанию.

Имитационное моделирование является одним из важных инструментов для анализа работы алгоритмов маршрутизации и оценки их влияния на информационный обмен. Создание моделей в специализированных средах, таких как AnyLogic, позволяет воспроизводить реальные условия работы ЦСС, реализовывать различные сценарии и оптимизировать параметры системы. В статье представлены результаты моделирования ИО для двух алгоритмов: традиционного, основанного на минимальном количестве транзитных участков, и разработанного, использующего обобщенный показатель. Проведен анализ их эффективности и даны рекомендации по применению.

Ключевые слова: имитационное моделирование; информационный обмен; алгоритмы маршрутизации; цифровые системы связи; обобщенный показатель.

APPROACH TO MODELING INFORMATION EXCHANGE IN DIGITAL COMMUNICATION SYSTEMS WITH VARIOUS ROUTING ALGORITHMS

К. А. Kobelev¹

¹ VUNTS of the Air Force «VVA», Voronezh, Russia

Abstract. The article considers the issue of simulation modeling of information exchange (IE) as one of the key issues in assessing the efficiency of information flow distribution (routing) in digital communication systems (DCS) in the context of increasing input traffic intensity and requirements for its maintenance. Simulation modeling is one of the important tools for analyzing the operation of routing algorithms and assessing their impact on information exchange. Creating models in specialized environments, such as AnyLogic, allows you to reproduce real operating conditions of the DCS, implement various scenarios and optimize system parameters. The article presents the results of IE modeling for two algorithms: a traditional one based on the minimum number of transit sections, and a developed one using a generalized indicator. An analysis of their effectiveness is carried out and recommendations for use are given.

Keywords: simulation modeling; information exchange; routing algorithms; digital communication systems; generalized indicator.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные цифровые системы связи (ЦСС) представляют собой сложные телекоммуникационные системы с большим объемом передаваемого трафика, качество информационного обмена (ИО) в которых во многом зависит от эффективного

распределения информационных потоков (маршрутизации). Задача маршрутизации рассматривается на сетевом уровне ЦСС (согласно классификации OSI – Эталонной модели взаимодействия открытых систем), отвечающего за организацию надежной передачи информации между узлами коммутации (УК) и направленного на повышение эффективности ИО (минимизацию временных задержек и потерь пакетов, повышение производительности системы) [1,2]. При этом внедряемые технологии повышения пропускной способности каналов связи (КС) в ЦСС несколько отстают от потребностей пользователей в ИО, что в конечном счете нередко приводит к перегрузке отдельных УК, КС и в целых сегментах ЦСС, что как правило приводит к частичной или полной потере информации на маршруте передачи между УК. Данное обстоятельство подтверждает актуальность моделирования ИО, которое является важным инструментом для анализа и оптимизации работы таких систем.

Имитационное моделирование – мощный инструмент, позволяющий проанализировать поведение системы в различных условиях, выявить слабые стороны ЦСС и предложить решения для их устранения. Одним из наиболее универсальных инструментов для создания таких моделей является программная среда AnyLogic. Данная программа является средой компьютерного моделирования общего назначения и охватывает основные направления моделирования: агентное, системно-динамическое и дискретно-событийное, что делает её результаты достаточными и достоверными для анализа ИО в ЦСС.

Таким образом, в статье рассматривается имитационная модель ИО в ЦСС выполненная в программной среде AnyLogic, приведены результаты моделирования ИО с различными алгоритмами маршрутизации. Разработанная модель направлена на повышение качества ИО в ЦСС, позволяющая проанализировать ряд важных характеристик ИО (производительность системы, среднюю временную задержку, потери информации и т.д.).

2. АНАЛИЗ СПОСОБОВ МАРШРУТИЗАЦИИ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ ПРАКТИЧЕСКИ РЕАЛИЗОВАННЫХ В ДЕЙСТВУЮЩЕЙ МОДЕЛИ

Анализ известных подходов к маршрутизации в ЦСС показывает, что их условно можно разделить на несколько основных функциональных групп, отличающихся принципами реализации. Так известны способы маршрутизации, основанные на наиболее распространенных алгоритмах поиска кратчайших путей в графовых моделях (алгоритмы Дейкстры, Беллмана-Форда, Флойда-Уоршелла и др.), которые просты в реализации и учитывают структурное построение ЦСС [3].

Другая группа алгоритмов характеризуется потоковыми моделями, в которых на основе математического аппарата оптимального управления и дифференциального исчисления обеспечивается минимизация некоторой стоимостной функции (оптимальная маршрутизация) [4]. К недостаткам данного подхода можно отнести: сложность технической реализации, приближенное отражение текущего ИО в системе, необходимость обмена большим объемом служебной информации при маршрутизации.

В работе [5] представлены способ и алгоритм решения задачи оптимальной маршрутизации путем перераспределения информационных потоков с учетом топологии сети, основанные на процедуре отклонения потока (ОП). Сущность ОП заключается в сопоставлении «длины» каждого канала с некоторыми метрическими коэффициентами, для которых решается оптимизационная задача распределения потоков при заданных пропускных способностях КС и топологии ЦСС, обеспечивающая минимизацию временной задержки при изменяющихся потоках. Данный подход обладает теми же недостатками, что оптимальная маршрутизация на

потоковых моделях и кроме того, требует для реализации больших затрат вычислительных ресурсов.

К развивающимся в последнее время также относится способ маршрутизации с использованием тензорной методологии [6, 7]. На основе аналогий со стоимостной функцией в потоковых моделях оптимальной маршрутизации и применения параметра «кибернетическая мощность» P , осуществляется распределение информационных потоков, при котором обеспечивается его минимальное значение P_{\min} . Несмотря на то, что данный подход одновременно учитывает топологию и потоковую ситуацию в ЦСС, он недостаточно полно проработан аналитически, сложен в реализации и предъявляет высокие требования к аппаратным возможностям коммутационного оборудования УК.

Анализ наиболее распространенных протоколов маршрутизации показывает, что на практике наиболее используемыми являются алгоритмы поиска кратчайших путей основанные на графовых моделях, так как учитывают структуру ЦСС, отличаются простой в реализации и требуют незначительных вычислительных ресурсов. Примерами таких протоколов являются IS-IS (Intermediate System to Intermediate System) RFC 1142 и OSPF (Open Shortest Path First) RFC 2328 [8, 9], реализованные на основе алгоритма поиска кратчайших путей Дейкстры, а также протокол RIP (Routing Information Protocol) RFC 1058, RFC 2453 [10, 11] основанный на алгоритме поиска кратчайших путей Беллмана-Форда. Данные протоколы используют в своей работе различные метрические параметры ИО: пропускная способность КС ($C \rightarrow C_{\max}$), временная задержка пакетов ($T \rightarrow T_{\min}$), показатель «стоимости» передачи данных ($S \rightarrow S_{\min}$), надежность передачи пакетов ($H \rightarrow H_{\max}$), количество транзитных участков ($k \rightarrow k_{\min}$), пропускная способность КС, а также всевозможные комбинации указанных показателей. Недостатком данных подходов является то, что используемые параметры не учитывают предельные возможности по использованию ресурсов ЦСС при передаче и хранении информации.

В качестве альтернативного решения для эффективного распределения информационных потоков и качественного функционирования ИО в ЦСС при высокой интенсивности входного трафика, предложен способ маршрутизации на основе обобщенного показателя – коэффициент полезного использования (КПИ) возможностей ЦСС по передаче и хранению информации на маршруте, который, в свою очередь определяется удельной интегральной нагрузкой (УИН), одновременно отражающей скоростные и накопительные свойства системы [12].

Сущность способа маршрутизации заключается в том, что из всех возможных маршрутов между УК-отправителя и УК-получателя $L_1, \dots, L_i, \dots, L_I$ ($i \in [1..I]$, где I – количество возможных маршрутов) через заданный интервал времени $\Delta t_{\text{зад}}$ находится оптимальный маршрут передачи информации L^{opt} . Для чего определяются значения: УИН и максимальной УИН каждого m -го интервала связи ЦСС, состоящего из m -го канала и m -го буфера ЦСС, соответственно

$$P_m = Q_m V_m, \quad (1)$$

$$P_m^{\max} = N_m C_m, \quad (2)$$

где $m \in [1..M]$, M – общее количество интервалов связи в ЦСС; Q_m – измеренное среднее количество информационных пакетов m -го буфера ЦСС, V_m – измеренная средняя скорость передачи информации m -го канала ЦСС за заданный интервал времени $\Delta t_{\text{зад}}$; N_m – измеренная емкость m -го буфера ЦСС; C_m – измеренная пропускная способность m -го канала ЦСС.

Затем вычисляются значения КПИ возможностей ЦСС по передаче и хранению информации на каждом i -ом маршруте между УК-отправителем и УК-получателем

$$\eta_i = \frac{\sum_{m \in M_i} P_m}{\sum_{m \in M_i} P_m^{\max}}, \quad (3)$$

где M_i – множество интервалов связи в составе i -го маршрута между УК-отправителем и УК-получателем.

В результате чего, определяется оптимальный маршрут $L^{opt} = opt(L_1, \dots, L_i, \dots, L_l)$ передачи информации по критерию минимального КПИ $\eta_{\min} = \min(\eta_1, \dots, \eta_i, \dots, \eta_l)$, по которому осуществляется ИО между УК-отправителем и УК-получателем.

При моделировании ИО в ЦСС при организации маршрутизации были использованы способ маршрутизации на основе обобщенного показателя и способ осуществляющий минимизацию числа транзитных УК с использованием алгоритма поиска кратчайших путей Дейкстры (наиболее часто применяемого на практике).

3. МОДЕЛЬ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАЗЛИЧНЫХ АЛГОРИТМОВ МАРШРУТИЗАЦИИ

AnyLogic – универсальная программная среда для имитационного моделирования, в которой поддерживаются агентный, системно-динамический и дискретно-событийный подходы. Для моделирования ИО в ЦСС наиболее подходящим является агентный подход. Агент – элемент модели, который представляет собой объект, обладающий определенными характеристиками, к числу которых относятся:

- состояние и переходы (агенты могут находиться в различных состояниях и переходит из одного состояния в другое в зависимости от условий или событий);
- действия (агенты выполняют различные действия, такие как перемещение, взаимодействие с другими агентами, изменение своих характеристик и т.д.);
- параметры и переменные (агенты имеют различные параметры и переменные, которые определяют их свойства и поведение);
- события (агенты реагируют на различные события, такие как изменение входного трафика, потеря канала связи и т.д.);
- взаимодействие (агенты взаимодействуют друг с другом через различные механизмы, такие как передача пакета, установление канала связи и т.д.);

При создании имитационной модели ИО в ЦСС использовались основные элементы среды AnyLogic, позволяющие описать поведение элементов системы в терминах теории систем массового обслуживания [4,5]:

- Agent, основной элемент моделирования, представляющий собой объект, имеющий возможность обладать свойствами, совершать действия, хранить информацию и т.д. (пакет, КС, УК). Агенты могут взаимодействовать друг с другом как независимые объекты, так и иметь иерархическую структуру взаимодействия;
- Source, объект создания, генерации агентов. Используется в качестве начальной точки потока агентов. Задается различными законами распределения;
- Sink, объект удаления поступивших агентов. Используется в качестве конечной точки потока агентов;
- Exit, объект извлечения из процесса, заданного потоковой диаграммой поступивших агентов, который позволяет пользователю принять решение о дальнейших действиях с агентами;

- Select Output, объект направляет входящие агенты в один из двух выходных портов в зависимости от выполнения заданного условия. Условие может зависеть как от агента, так и от внешних факторов;

- Queue, объект моделирует очередь агентов, ожидающих приема элементами ЦСС, следующими за данным в потоковой диаграмме. При необходимости существует возможность задать максимальное время ожидания агента в очереди, а также программно извлекать агентов из любых позиций в очереди;

- Delay, объект моделирует задержку агентов на заданный интервал времени. Время задержки может быть заданным, случайным, зависеть от типа (приоритета) агента или от каких-либо других условий.

Модель ИО в ЦСС состоит из четырех агентов, имеющих разный уровень иерархии и взаимодействующих между собой:

- пакет данных – минимальная единица информации, циркулирующая в ЦСС;

- УК – осуществляющий генерацию, транзит и маршрутизацию трафика;

- КС – двунаправленная СМО, состоящая из буферного запоминающего устройства (БЗУ) (Queue – очередь) и линии задержки (Delay – обслуживающий прибор), осуществляет хранение и передачу пакета между соседними УК;

- основное поле программы, состоит из: сектора ввода исходных данных (интенсивность входного трафика, время обслуживания, вероятность ошибки, время жизни пакета, емкость БЗУ, количество УК, алгоритма маршрутизации); сектора построения топологии ЦСС; сектора вывода результатов основных параметров ЦСС (зависимости КПИ, производительности, накоплений, вероятности потерь, средней временной задержки от входного трафика).

Рабочее поле модели, в котором вводятся исходные данные для моделирования представлено на рисунке 1.

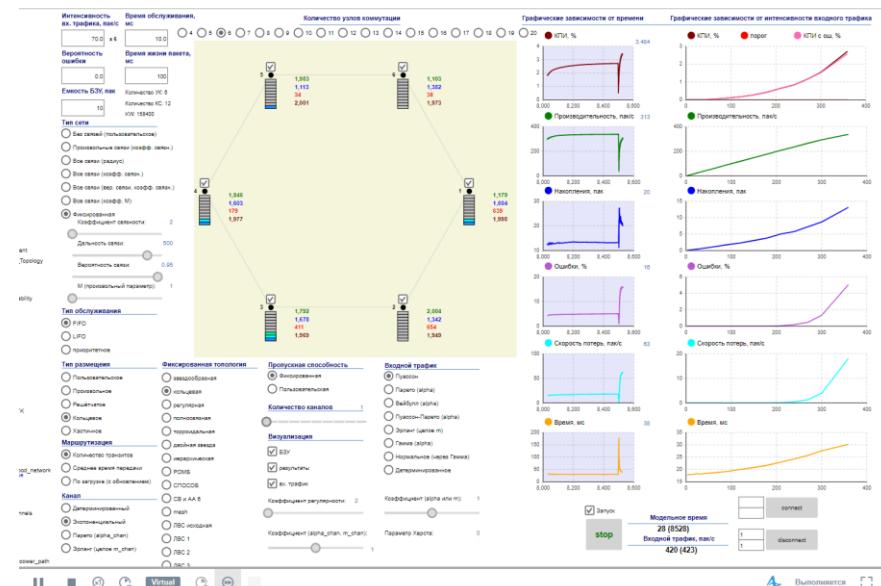


Рис. 1. Основное поле модели информационного обмена в ЦСС

Полученные результаты импортируются в отдельный Excel-файл, где формируются все основные параметры моделирования для дальнейшей работы и анализа (рисунок 2).

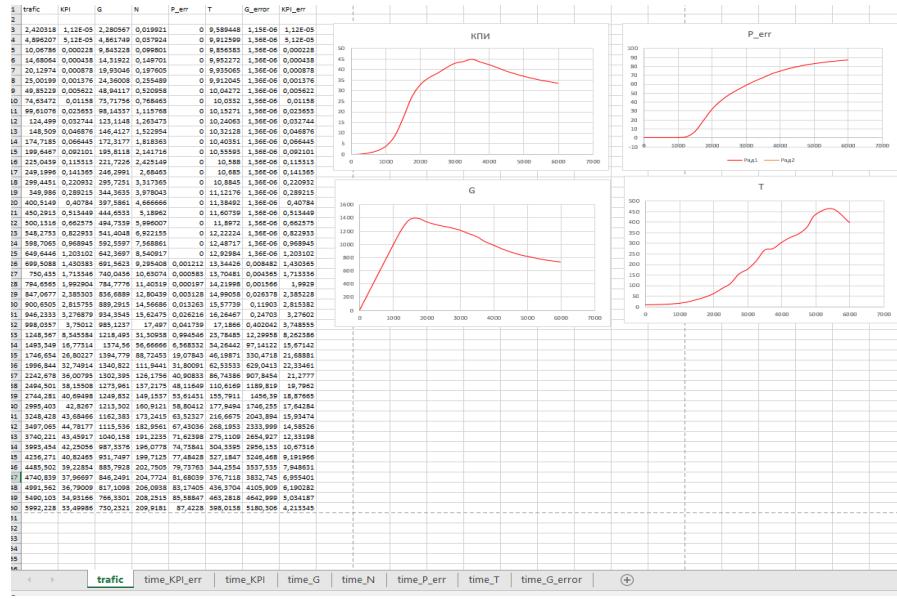


Рис. 2. Внешний вид окна Excel-файла с импортом результатов моделирования

Имитационная модель с использованием различных алгоритмов маршрутизации позволяет получить основные параметры и характеристики ИО в ЦСС, что позволяет построить зависимости производительности, средней временной задержки, среднего количества пакетов в сети и вероятности потерь пакетов от интенсивности входного трафика, получить функцию информационной эффективности – зависимость КПИ возможностей сети по передаче и хранению информации от изменения интенсивности входного трафика.

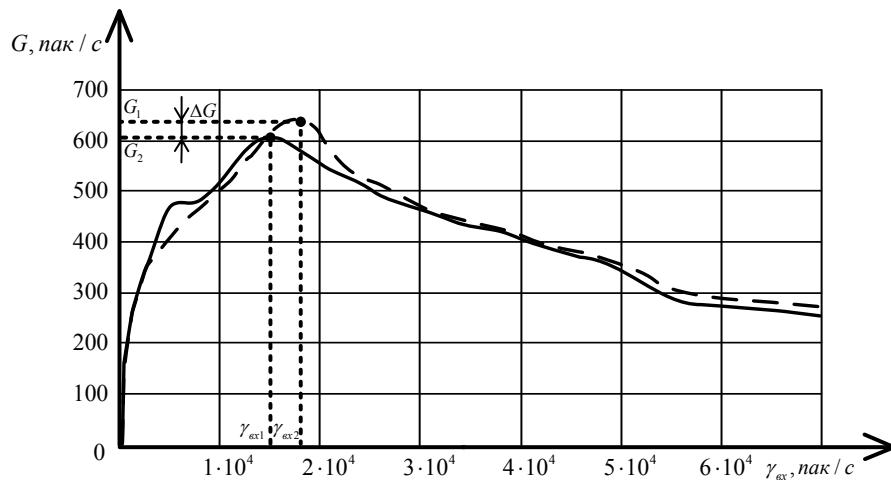
4. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

В рамках исследований выполнено моделирование ИО в ЦСС с использованием алгоритма маршрутизации на основе обобщенного показателя КПИ и алгоритма осуществляющего минимизацию числа транзитных УК с использованием алгоритма поиска кратчайших путей Дейкстры [12, 13].

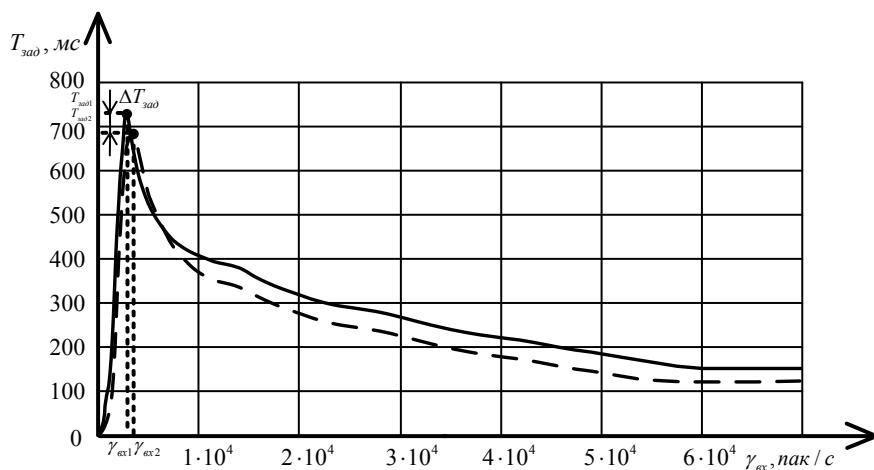
Исследования проводились для модели ЦСС, включающую элементарную структуру иерархического типа (однако, модель позволяет использовать как общепринятое топологии, так и произвольного характера, необходимых для конкретных частных задач), где интервалы связи представлены системами массового обслуживания (СМО) с ожиданием типа $M/M/1/N_m$.

Моделирование выполнялось в широком диапазоне изменения интенсивности входного трафика, что позволило проанализировать работу ЦСС при различных уровнях нагрузки. Пропускная способность КС задавалась в пределах заданных значений $C_{кан} = 100...300 \text{ пак/с}$, а емкости буферов УК оставались фиксированными $N_{буф} = 10 \text{ пак}$. Допустимая задержка передачи пакетов в ЦСС была установлена на уровне $T_{доп} = 100 \text{ мс}$.

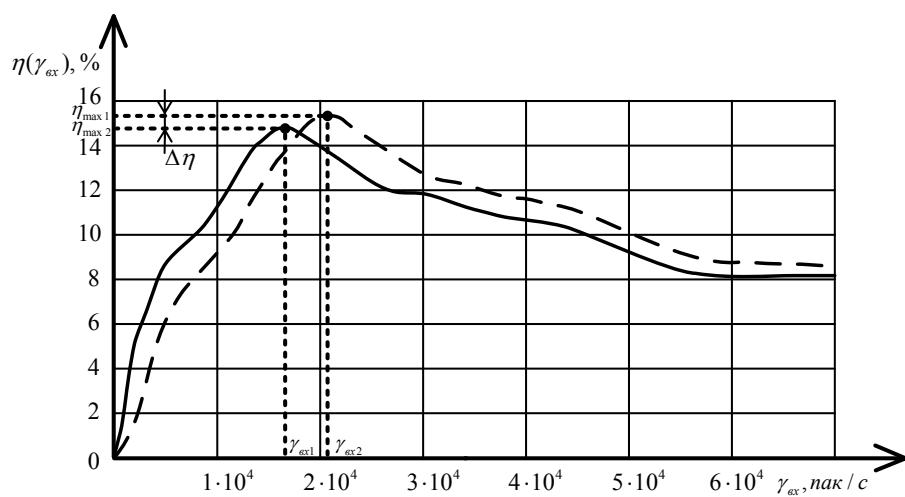
В результате имитационного моделирования ИО в ЦСС построены графики зависимости: производительности ЦСС $G(\gamma_{ax})$, временной задержки $T_{зад}(\gamma_{ax})$ и обобщенного показателя КПИ – функции информационной эффективности $\eta(\gamma_{ax})$ от входного трафика (рисунок 3 а,б,в). Для алгоритма поиска кратчайших путей Дейкстры, минимизирующего число транзитных участков графики изображены пунктирными линиями, а для алгоритма на основе обобщенного показателя КПИ сплошными линиями.



a)



б)



в)

Рис. 3. Результаты моделирования ИО в ЦСС с иерархической структурой

Анализ результатов моделирования показывает преимущество алгоритма маршрутизации в ЦСС на основе обобщенного показателя КПИ при изменении входного трафика. А именно, алгоритм на основе обобщенного показателя КПИ при

реализации ИО в структуре ЦСС иерархического типа, приводит к смещению максимума КПИ в область более высокого входного трафика ($\gamma_{ex2} = 20830 \text{ пак / с}$), по сравнению с использованием известного алгоритма по числу транзитных УК ($\gamma_{ex1} = 16670 \text{ пак / с}$), при этом наблюдается возрастание максимального значения функции информационной эффективности с $\eta_{max1} = 14,4\%$ до $\eta_{max2} = 15,5\%$, что составило $\Delta\eta = 1,1\%$ (рисунок 3в). Производительность системы возросла на $\Delta G = 40 \text{ пак / с}$ (6,6 %) с $G_1 = 605 \text{ пак / с}$ до $G_2 = 645 \text{ пак / с}$ (рисунок 3а), при снижение средней временной задержки доставки пакетов на $\Delta T_{zad} = 46 \text{ мс}$ (6,7%) с $T_{zad1} = 727 \text{ мс}$ до $T_{zad2} = 681 \text{ мс}$ (рисунок 3б).

Результаты моделирования свидетельствуют о том, что предлагаемый алгоритм распределения информационных потоков (маршрутизации) с использованием КПИ позволяет обеспечивать и поддерживать эффективную работу ЦСС при более высокой интенсивности входного трафика за счет одновременного учета при маршрутизации возможностей каждого интервала связи, составляющего маршрут.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Обеспечение эффективности ИО в ЦСС в условиях высокой и динамично изменяющейся нагрузки требует новых решений в области маршрутизации. Анализ существующих алгоритмов маршрутизации, применяемых в современных протоколах и устройствах, выявил их ограниченную эффективность при высоких нагрузках, что создает противоречие между доступными сетевыми ресурсами и их использованием для обеспечения ИО с требуемым качеством.

Разработанная имитационная модель ИО в среде AnyLogic позволила оценить эффективность функционирования ЦСС с различными алгоритмами маршрутизации. В ходе анализа результатов моделирования свою эффективность над другими алгоритмами продемонстрировал алгоритма маршрутизации на основе обобщенного показателя – КПИ возможностей ЦСС по передаче и хранению информации на маршруте. Использование КПИ в качестве метрики обеспечивает учет загрузки буферов УК и скорости передачи в КС, что, согласно исследованиям, улучшает ключевые характеристики ИО (увеличение производительности, снижение средней временной задержки и потеря пакетов). Достоверность результатов обеспечена их соответствием теоретическим положениям и исследованиям других авторов в данной области.

В качестве перспективных направлений применения полученных результатов видится организация высокомобильных ЦСС различного назначения со сложными и динамически изменяющимися структурами, в том числе, с использованием сети ретрансляторов на базе группы беспилотных летательных аппаратов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шварц М. Сети связи: протоколы, моделирование и анализ: Пер. с англ. М.: Наука. Гл. ред. физ-мат. лит., 1992. Ч. 1. 336 с.
2. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации. М.: Техносфера, 2011. 904 с.
3. Клейнрок Л. Коммуникационные сети (стохастические потоки и задержки сообщений). М.: Наука, 1970. 256с.
4. Берсекас Д., Галлагер Р. Сети передачи данных: 2-е изд. Прентис-Холл, Энглвуд-Клиффс. Нью-Джерси, 1992. 556 р.
5. Клейнрок Л., Гейл Р. Системы массового обслуживания: проблемы и решения // Wiley-Interscience, 1996. 240 с.

6. Пасечников И.И. Методология анализа и синтеза предельно нагруженных информационных сетей: монография. М.: Машиностроение-1, 2004. 216 с.
7. Парфенов В.И., Золотарев С.В. Тензорный подход к решению задачи оптимальной маршрутизации в информационных сетях // Теория и техника радиосвязи. 2007. № 2. С. 5 – 11.
8. Request for Comments (RFC): 1142 OSI IS-IS Intra-domain Routing Protocol // Network Working Group. Digital Equipment Corp. February 1990. 152 p.
9. Request for Comments (RFC): 2328 OSPF Version 2 // Network Working Group. Ascend Communications, Inc. April 1998. 244 p.
10. Request for Comments (RFC): 1058 Routing Information Protocol // Network Working Group. Rutgers University. June 1988. 33 p.
11. Request for Comments (RFC): 2453 RIP Version 2 // Network Working Group. Bay Networks. November 1998. 39 p.
12. Межуев А.М., Кобелев К.А., Стуров Д.Л., Неровный В.В. Способ распределения информационных потоков в цифровых системах связи с использованием обобщенного показателя // Радиотехника. 2024. № 7. С. 92 – 103.
13. Боев В.Д. Исследование адекватности GPSS World и AnyLogic при моделировании дискретно-событийных процессов: монография. СПб.: ВАС, 2011. 404 с.

REFERENCES

1. Schwartz M. Communication networks: protocols, modeling and analysis: Per. from English M.: Science. Ch. ed. physics and mathematics lit., 1992. Part 1. 336 p.
2. Goldsmith A. Wireless communications. M.: Tekhnosphere, 2011. 904 p.
3. Kleinrock L. Communication networks (stochastic flows and message delays. M.: Nauka, 1970. 256 p.
4. Bertsekas D., Gallager R. Data Networks: 2nd ed. Prentice-Hall, Englewood Cliffs. NJ, 1992. 556 p.
5. Kleinrock L., Gail R. Queueing Systems: Problems and Solutions // Wiley-Interscience, 1996. 240 p.
6. Pasechnikov I.I. Methodology of analysis and synthesis of extremely loaded information networks: monograph. M.: Mashinostroenie-1, 2004. 216 p.
7. Parfenov V.I., Zolotarev S.V. Tensor approach to solving the problem of optimal routing in information networks // Theory and technology of radio communications. 2007. No. 2. P. 5 – 11.
8. Request for Comments (RFC): 1142 OSI IS-IS Intra-domain Routing Protocol // Network Working Group. Digital Equipment Corp. February 1990. 152 p.
9. Request for Comments (RFC): 2328 OSPF Version 2 // Network Working Group. Ascend Communications, Inc. April 1998. 244 p
10. Request for Comments (RFC): 1058 Routing Information Protocol // Network Working Group. Rutgers University. June 1988. 33 p.
11. Request for Comments (RFC): 2453 RIP Version 2 // Network Working Group. Bay Networks. November 1998. 39 p.
12. Mezhuev A.M., Kobelev K.A., Sturov D.L., Nerovny V.V. Method for distributing information flows in digital communication systems using a generalized indicator // Radio Engineering. 2024. No. 7. P. 92–103.
13. Boev V.D. Study of the adequacy of GPSS World and AnyLogic in modeling discrete-event processes: monograph. St.Petersburg: VAS, 2011. 404 p.

АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СПОСОБА ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ С ДВОИЧНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ НА БАЗЕ ПЛИС ARDUINO UNO R3

К. Р. Частухин, А.Н. Глушкин

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ВУНЦ ВВС «ВВА»),
Воронеж, Россия

Аннотация. В работе рассмотрен вопрос реализации цифровых устройств на базе программируемых логических интегральных схем и приведены их достоинства. Приведены математическая модель и временное представление сигнала с двоичной фазовой манипуляцией. Представлен разработанный способ демодуляции сигналов с двоичной фазовой манипуляцией и структурная схема устройства его реализующего. Приведены технические характеристики платы Arduino Uno R3 и результаты компиляции скетча, реализующего разработанный способ демодуляции, определены вычислительные затраты, необходимые для реализации представленного способа.

Ключевые слова: программируемые логические интегральные схемы, цифровая обработка сигналов, дискретизация, демодуляция.

HARDWARE IMPLEMENTATION OF A BINARY PHASE-SHIFT SIGNAL DEMODULATION METHOD BASED ON FPGA ARDUINO UNO R3

K. R. Chastukhin, A. N. Glushkov

Military Educational and Research Center of the Air Force
«N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy» (MERC «AFA»), Voronezh, Russia

Abstract. The paper considers the issue of implementing digital devices based on programmable logic integrated circuits and shows their advantages. A mathematical model and a time representation of a signal with binary phase manipulation are presented. The developed method of demodulating signals with binary phase manipulation and a block diagram of the device implementing it are presented. The technical characteristics of the Arduino Uno R3 board and the results of compilation of a sketch implementing the developed demodulation method are presented, and the computational costs necessary to implement the presented method are determined.

Keywords: field-programmable gate array, digital signal processing, sampling, demodulation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современный этап развития информационных технологий позволяет реализовать различные способы передачи и обработки данных на достаточно компактных устройствах. К числу компактных устройств можно отнести программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС), которые имеют следующие преимущества: функциональная гибкость (интегральная схема выполняет функции, которые ей задал пользователь, а не производитель, также функции, заданные пользователем могут быть переконфигурированы), возможность внутрисхемного и внутрисистемного программирования, возможность реализации внешних интерфейсов связи, высокое быстродействие (за счет параллельного использования блоков управляющего алгоритма

и его аппаратной реализации), возможность реализации различных периферийных устройств (таймеры, счетчики, датчики и т.д.), низкая стоимость (относительно сверхбольших интегральных схем (СБИС) разница в цене может быть в несколько порядков).

Целью работы является аппаратная реализация разработанного способа демодуляции сигналов с двоичной фазовой манипуляцией на базе ПЛИС Arduino Uno R3.

Сигнал с двоичной фазовой манипуляцией имеет вид [1-3]:

$$S(t) = A \times \sin(2\pi f_0 t + b(t)\varphi_0) \quad (1)$$

Временное представление сигнала представлено на рисунке 1.

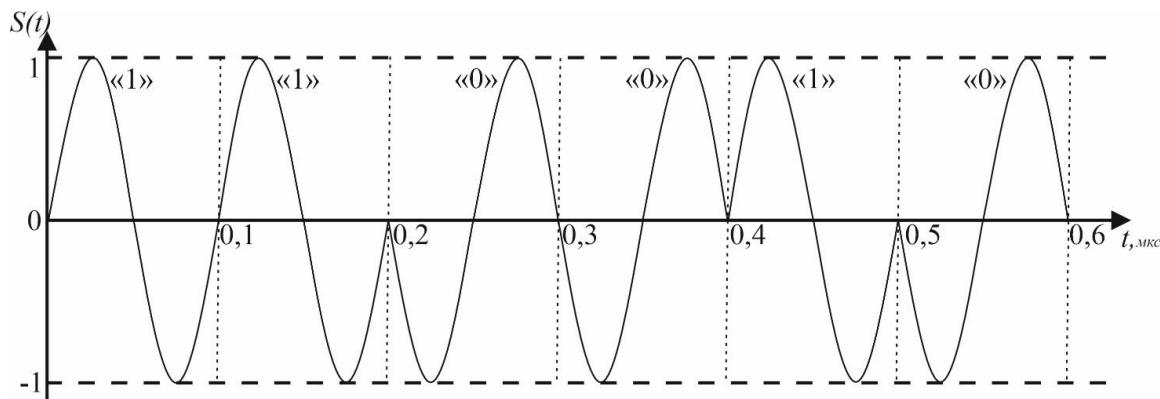


Рис. 1. Сигнал с двоичной фазовой манипуляцией

Классическая задача демодуляции состоит из выполнения двух операций: обнаружение гармонического сигнала на частоте несущей и определение его знака.

2. ОПИСАНИЕ СПОСОБА ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ С ДВОИЧНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Для выполнения операции демодуляции сигналов с двоичной фазовой манипуляцией, можно воспользоваться следующим способом, реализованном в предложенном устройстве, структурная схема которого представлена на рисунке 2.

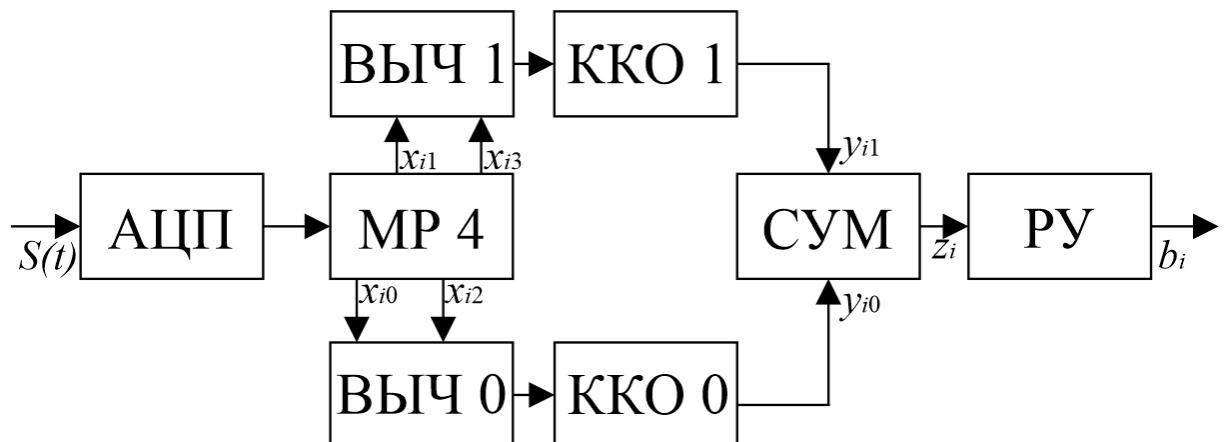


Рис. 2. Структурная схема устройства демодуляции сигналов с двоичной фазовой манипуляцией

Структурная схема устройства демодуляции состоит из следующих компонентов:

- аналого-цифрового преобразователя (АЦП);
- многоразрядного регистра сдвига на 4 отсчета (МР4);
- вычитателей (ВЫЧ 0 и ВЫЧ 1);
- каналов квадратурной обработки (ККО 0 и ККО 1);
- сумматора (СУМ);
- решающего устройства (РУ).

Устройство реализует следующий способ.

Информационный сигнал с BPSK поступает на вход АЦП, который формирует по четыре отсчета входного сигнала x_{i0} , x_{i1} , x_{i2} , x_{i3} на период повторения $T = 1/f_0$, в соответствии с частотой дискретизации $f_{\text{дискр}} = 4f_0$.

Процесс дискретизации показан на рисунке 3 пунктирумыми линиями для двух последовательных информационных элементов длительностью T_s ($T=10^{-7}$ с) соответственно при передаче 1 S_1 и при передаче 0 S_0 .

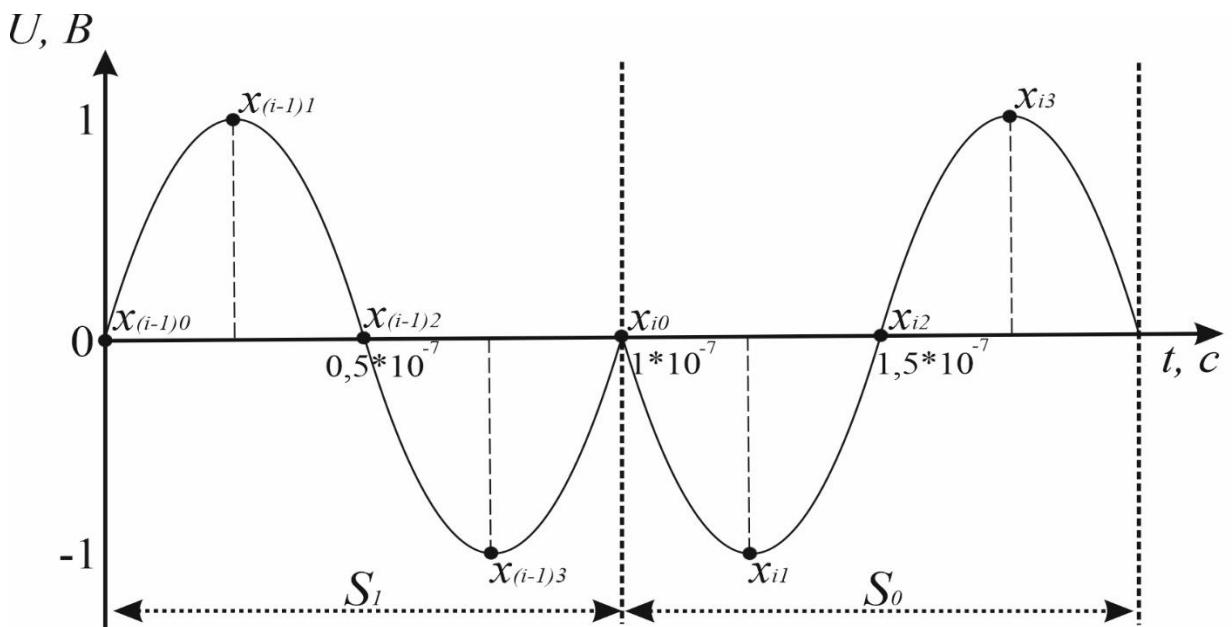


Рис. 3. Формирование отсчетов BPSK сигнала

Значения отсчетов последовательно запоминаются в регистре сдвига многоразрядных кодов на четыре отсчета.

Далее, значения четных отсчетов (x_{i1} и x_{i3}) вычитываются между собой в вычитателе ВЫЧ 1, а значения нечетных отсчетов (x_{i0} и x_{i2}) в вычитателе ВЫЧ 0 соответственно.

В рассматриваемом устройстве демодуляции реализуются два квадратурных канала обработки y_0 и y_1 (сдвиг времени относительно четных и нечетных отсчетов составляет 1/4 периода сигнала и равен $\pi/2$ по фазе), которые определяют отклики на нечетные и четные отсчеты сигнала соответственно.

На выходе ККО 0 имеем отклик нечетных отсчетов сигнала в виде:

$$y_{i0} = \sum_{i=0}^{N-1} (x_{i0} - x_{i2}), \quad (2)$$

а на выходе ККО 1 – отклик на обработку четных отсчетов

$$y_{i1} = \sum_{i=0}^{N-1} (x_{i1} - x_{i3}), \quad (3)$$

где $N-1$ – количество обрабатываемых периодов T сигнала на входе АЦП, i – номер текущего периода T .

Предложенный способ отличается от известного [4] тем, что вместо квадратурного вычислителя отклики каналов квадратурной обработки y_0 и y_1 поступают в сумматор, что позволяет упростить схему устройства и уменьшить вычислительные затраты, необходимые в прототипе для возведения y_0 и y_1 в квадрат.

На выходе сумматора получается значение амплитуды z_i :

$$z_i = y_{i0} + y_{i1}. \quad (4)$$

Далее результирующий сигнал z_i подается на вход решающего устройства, выполняющего функцию компаратора, который потактно (побитно) сравнивает принятое значение с предыдущим и выдает следующие значения:

$$\begin{cases} b_i = 1 & \text{если } z_i \geq z_{i-1}, \\ b_i = 0 & \text{если } z_i < z_{i-1}. \end{cases} \quad (5)$$

Выход решающего устройства и является выходом предложенного устройства демодуляции сигналов с двоичной фазовой манипуляцией.

3. АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ПРЕДЛОЖЕННОГО СПОСОБА

Для оценки аппаратных затрат, необходимых для реализации предложенного способа была проведена разработка и компиляция скетча в программе Arduino IDE с применением языка программирования C++ для ПЛИС Arduino Uno R3, представленной на рисунке 4.



Рис. 4. Внешний вид платы Arduino Uno R3

Технические характеристики данной платы [4] приведены в таблице 1.

Таблица 1. Технические характеристики ПЛИС Arduino Uno R3

Наименование характеристики	Значение
Модель	Arduino Uno R3
Интерфейс USB-UART	ATmega16U2
Микроконтроллер	ATmega328P
Тактовая частота	16 МГц
Flash-память	32 Кб
SRAM-память	2 Кб
EEPROM-память	1 Кб
Входное напряжение питания	5 В
Контакты с АЦП	6 с разрядностью до 10 бит
Контакты с ШИМ	6 с разрядностью 8 бит
Контактов ввода/вывода	20

В результате компиляции определено, что скетч использует 2024 байт (6%) памяти устройства из доступных 32256 байт. Глобальные переменные, в свою очередь, используют 196 байт (9%) динамической памяти, максимум которой составляет 2048 байт.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе рассмотрена возможность аппаратной реализации разработанного способа демодуляции сигналов с двоичной фазовой манипуляцией. Приведены структурная схема устройства, реализующего способ, технические характеристики и внешний вид ПЛИС Arduino Uno R3, расчеты необходимых вычислительных затрат на реализацию разработанного способа. Исходя из полученных данных, можно сделать вывод, что разработанный способ демодуляции двоичных фазоманипулированных сигналов может быть реализован на ПЛИС Arduino Uno R3.

ЛИТЕРАТУРА

1. Скляр Б. Цифровая связь. М.: Вильямс, 2003. – 1104 с.
2. Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. – М.: Радио и связь, 1991. – 296 с.
3. Meyr H. Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing / H. Meyr, M. Moeneclaey, S.A. Fechtel. – New York: John Wiley & Sons, Inc, 1998. – 843 p.
4. User Manual Arduino Uno R3. – 2025. – 26 p.

REFERENCES

1. Sklyar, B. Digital Communication. M.: Williams, 2003. – 1104 p.
2. Okunev, Ju. B. Digital transmission of information by phase-modulated signals. M.: Radio and Communication, 1991. – 296 p.
3. Meyr H. Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing / H. Meyr, M. Moeneclaey, S.A. Fechtel. – New York: John Wiley & Sons, Inc, 1998. – 843 p.
4. User Manual Arduino Uno R3. – 2025. – 26 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СИСТЕМЕ LTE

М.А. Калюкин, И.В. Пешков

Елецкий Государственный Университет (ЕГУ), Елец, Россия

Аннотация. В данной работе исследуется влияние скорости движения на качество передачи данных в системе LTE (Long-Term Evolution) при высокоскоростном перемещении абонентов. Проведено моделирование канала LTE с учетом эффектов многолучевого распространения и доплеровского сдвига для скоростей до 350 км/ч. В качестве метрик качества использовались среднеквадратичная ошибка (СКО) и коэффициент битовых ошибок (BER). Показано, что увеличение скорости приводит к росту значений СКО и BER из-за усиления негативных эффектов распространения сигнала.

Ключевые слова: LTE, многолучевое распространение, доплеровский сдвиг, СКО, BER, OFDM, MIMO, QPSK, моделирование канала, высокоскоростное движение

INVESTIGATION OF THE EFFECT OF MOVEMENT SPEED ON DATA TRANSMISSION QUALITY IN THE LTE SYSTEM

M.A. Kalyukin, I.V. Peshkov

Yelets State University after I.A.Bunin (YelSU), Yelets, Russia

Abstract. This paper investigates the impact of velocity on data transmission quality in LTE (Long-Term Evolution) systems under high-speed subscriber movement. LTE channel modeling was performed considering multi-path propagation and Doppler shift effects for speeds up to 350 km/h. Root Mean Square Error (RMSE) and Bit Error Rate (BER) were used as quality metrics. It was shown that increasing speed leads to growth in RMSE and BER values due to enhanced negative signal propagation effects.

Keywords: LTE, multipath propagation, Doppler shift, RMSE, BER, OFDM, MIMO, QPSK, channel modeling, high-speed movement.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные системы мобильной связи, и в частности стандарт LTE (Long-Term Evolution), представляют собой сложные технические системы, призванные обеспечить высокоскоростную передачу данных в условиях постоянно изменяющейся обстановки. LTE, являясь стандартом беспроводной связи четвертого поколения (4G), разработан для поддержки различных сценариев использования, включая высокоскоростную мобильную связь [1].

Основными характеристиками LTE являются высокая скорость передачи данных - до 300 Мбит/с в исходящем канале, низкая задержка - менее 5 мс, эффективное использование спектра за счет применения технологий OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) и MIMO (Multiple Input Multiple Output), а также гибкость в поддержке различных полос пропускания (от 1.4 МГц до 20 МГц) [2].

Однако при работе в условиях высокоскоростного перемещения абонентов, например, в железнодорожном транспорте, система сталкивается с рядом специфических проблем. Ключевыми факторами, влияющими на качество передачи данных при высоких скоростях движения, являются эффект Доплера и многолучевое распространение радиосигнала [3].

Актуальность исследования обусловлена необходимостью обеспечения надежной связи при высокоскоростном движении, что особенно важно для развития современных систем железнодорожной связи. Практическая значимость работы заключается в возможности использования полученных результатов для оптимизации параметров систем связи при проектировании сетей LTE для высокоскоростных железнодорожных линий.

В данной работе проводится исследование влияния скорости движения на качество передачи данных в системе LTE с использованием модели канала, учитывающей эффекты многолучевого распространения и доплеровского сдвига. Особое внимание уделяется анализу зависимости таких метрик качества, как СКО и BER, от скорости движения в диапазоне от 0 до 350 км/ч [4].

2. ЭТАПЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для исследования влияния скорости движения на качество передачи данных в системе LTE была разработана методика эксперимента, состоящая из нескольких этапов.

a. Инициализация параметров системы

На первом этапе задаются все необходимые параметры для моделирования системы LTE. Это важный шаг, так как корректная настройка параметров канала обеспечивает достоверность результатов моделирования. Использование эталонного стандарта LTE – R.10 (Release 10), разработанного специально для высокоскоростного движения, позволяет стандартизировать условия эксперимента и упростить сравнение результатов. Параметры, такие как количество ресурсных блоков и тип модуляции, выбираются в соответствии с требованиями стандарта и реальными условиями работы сетей связи.

Задается эталонная модель канала R.10 [5, 6]. Основные параметры включают:

- Количество ресурсных блоков: 50;
- Количество антенных портов: 2;
- Тип модуляции: QPSK;
- Режим дуплекса: FDD.

6. Генерация случайных битов

На втором этапе генерируются случайные биты данных, которые будут передаваться через систему LTE. Эти биты представляют собой исходную информацию, которую необходимо передать от передатчика к приемнику. Случайные биты используются для моделирования реальных данных, которые могут передаваться в системе (1). Генерация большого объема случайных битов позволяет учесть влияние различных факторов, таких как шум и интерференция, на качество передачи данных. Кроме того, использование равномерного распределения для битов гарантирует, что модель охватывает все возможные комбинации данных.

- Количество битов: 10 млн.
- Биты генерируются с равной вероятностью значений 0 и 1.

$$b_i \in \{0,1\}, i = 1, 2, \dots, M, \quad (1)$$

где $M=10^7$. Эти биты представляют исходную информацию, передаваемую через систему LTE.

в. Генерация сигнала

На третьем этапе случайные биты преобразуются в сигнал LTE с использованием эталонного измерительного канала RMC (Reference Measurement Channel),

инициализированного для R.10. Это стандартизированная конфигурация канала LTE, используемая в качестве базы для тестирования и оценки оборудования LTE (как базовых станций, так и пользовательских устройств). Этот процесс включает модуляцию данных и добавление контрольных символов для повышения надежности передачи. Формируется временной сигнал, который будет передаваться через модель канала:

- Модуляция данных выполняется с использованием QPSK;
- Добавляются контрольные символы;
- Формируется временной сигнал.

Модуляция QPSK используется из-за ее высокой устойчивости к шумам и помехам, что особенно важно при высокоскоростной передаче данных. Добавление контрольных символов помогает приемнику корректировать ошибки, вызванные эффектами многолучевого распространения и доплеровского сдвига.

г. Масштабирование сигнала

Для увеличения мощности сигнала используется коэффициент масштабирования. Это позволяет повысить отношение сигнал/шум (SNR).

Масштабирование сигнала помогает компенсировать потери мощности, которые могут возникнуть при прохождении сигнала через канал LTE. Это особенно важно для высокоскоростных сценариев. Масштабирование также позволяет смоделировать реалистичные условия работы системы LTE, где мощность сигнала может варьироваться в зависимости от расстояния между базовой станцией и поездом, а также от окружающей среды. Увеличение мощности сигнала позволяет улучшить качество демодуляции и снизить вероятность ошибок при передаче данных.

Формула (2) для масштабирования:

$$P_c = SF \cdot x_i, \quad (2)$$

где x_i – исходный сигнал, SF (scale factor) – коэффициент масштабирования, принятый 10, P_c – мощность сигнала.

Формула (3) для отношения сигнал/шум:

$$SNR = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_c}{P_n}\right), \quad (3)$$

где P_n – мощность шума, заданная 0,00001.

д. Применение модели канала

На пятом этапе сигнал пропускается через модель канала LTE, которая учитывает эффекты многолучевого распространения, доплеровского сдвига и других искажений.

Модель канала LTE позволяет смоделировать реальные условия передачи данных, включая влияние окружающей среды, скорость движения абонента и частоту несущего сигнала. Эти параметры критически важны для понимания того, как различные факторы влияют на качество связи.

Основные параметры модели канала включают:

Дисперсия многолучевого распространения. Многолучевое распространение моделируется через параметры канала LTE:

Задержка рассеяния D_s .

Минимальная задержка D_{min} .

Эти параметры влияют на дисперсию, которая определяет, насколько сильно сигнал "размазывается" во времени [7].

Частота Доплера:

Доплеровский сдвиг f_d зависит от скорости движения v и несущей частоты f_c в (4):

$$f_d = \frac{v}{\lambda} = \frac{v \cdot f_c}{c}, \quad (4)$$

где: v – скорость движения (м/с), λ – длина волны, f_c – несущая частота, c – скорость света (м/с).

е. Добавление шума

После прохождения через модель канала к сигналу добавляется шум, который моделируется как комплексный гауссовский процесс с заданной мощностью. Этот шаг имитирует реальные условия работы системы LTE, где сигнал подвергается воздействию шума и помех. Добавление шума позволяет оценить устойчивость системы к внешним воздействиям, таким как тепловой шум или интерференция от других источников в (5):

$$y_i = r(t) + n(t), \quad (5)$$

где y_i – Принятый сигнал с учетом шума; $r(t)$ – Сигнал после прохождения канала; $n(t)$ – шум, моделируемый как комплексный гауссовский процесс.

ж. Вычисление метрик качества

На седьмом этапе вычисляются метрики качества. СКО и BER являются наиболее распространенными метриками для анализа качества связи в системах LTE. Они позволяют количественно оценить влияние скорости движения, эффекта Доплера и других факторов на качество передачи данных. Эти метрики также используются для сравнения различных методов коррекции ошибок.

Среднеквадратичная ошибка (СКО) в (6):

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |x_i - y_i|^2}, \quad (6)$$

где N – количество отсчетов.

Коэффициент битовых ошибок (BER) в (7). Эта метрика является ключевой для оценки качества демодуляции. При высоких скоростях движения BER увеличивается из-за эффекта Доплера и многолучевого распространения:

$$BER = \frac{\text{Количество ошибочных бит}}{\text{Общее количество бит}} \quad (7)$$

з. Оценка качества передачи данных

На финальном этапе моделирования строятся графики зависимости СКО и BER от скорости движения. Графики позволяют выявить ключевые тенденции, такие как увеличение ошибок при высоких скоростях, и определить критические значения скорости, при которых качество связи начинает резко ухудшаться. Это особенно полезно для разработки рекомендаций по оптимизации сетей LTE.

На рисунке 1 представлена схема канала связи LTE, моделирующая взаимодействие базовой станции и движущегося с высокой скоростью поезда. Схема включает следующие элементы: базовая станция, оборудованная антеннами, поддерживающими технологию MIMO; высокоскоростной поезд, движущийся со скоростью 350 км/ч; прямой и отраженные пути распространения радиосигнала, демонстрирующие многолучевое распространение; указание на эффект Доплера, возникающий вследствие движения.

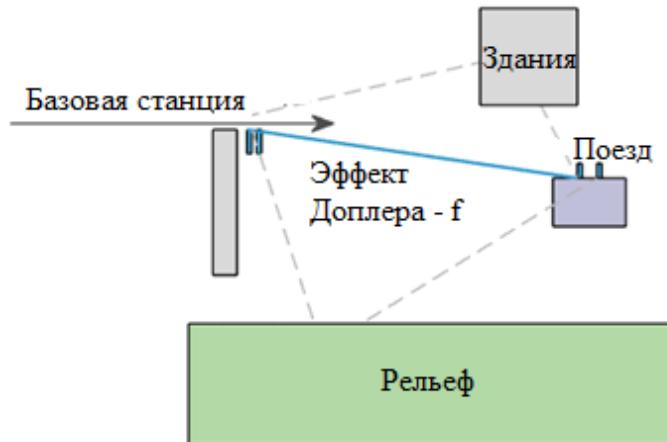


Рис. 1. Обобщенная схема канала связи.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ

Для наглядного представления процесса моделирования влияния скорости движения на качество передачи данных в системе LTE были разработаны графические материалы, включая блок-схему алгоритма исследования и графики зависимостей СКО и BER от скорости. Блок-схема алгоритма моделирования представлена на рисунке 2. Она отражает основные этапы эксперимента:



Рис. 2. Блок-схема алгоритма.

На рисунке 3 показана зависимость среднеквадратичной ошибки (СКО) от скорости движения поезда:

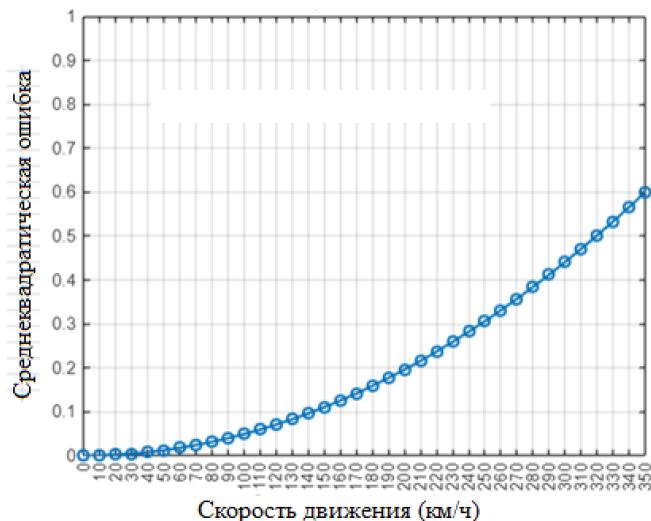


Рис. 3. Зависимость СКО от скорости движения поезда.

При низких скоростях (до 50 км/ч) СКО остается относительно низким, что указывает на высокое качество сигнала. Однако при увеличении скорости до 350 км/ч СКО значительно возрастает из-за усиления эффектов многолучевого распространения и доплеровского сдвига.

На рисунке 4 представлена зависимость коэффициента битовых ошибок (BER) от скорости движения поезда.

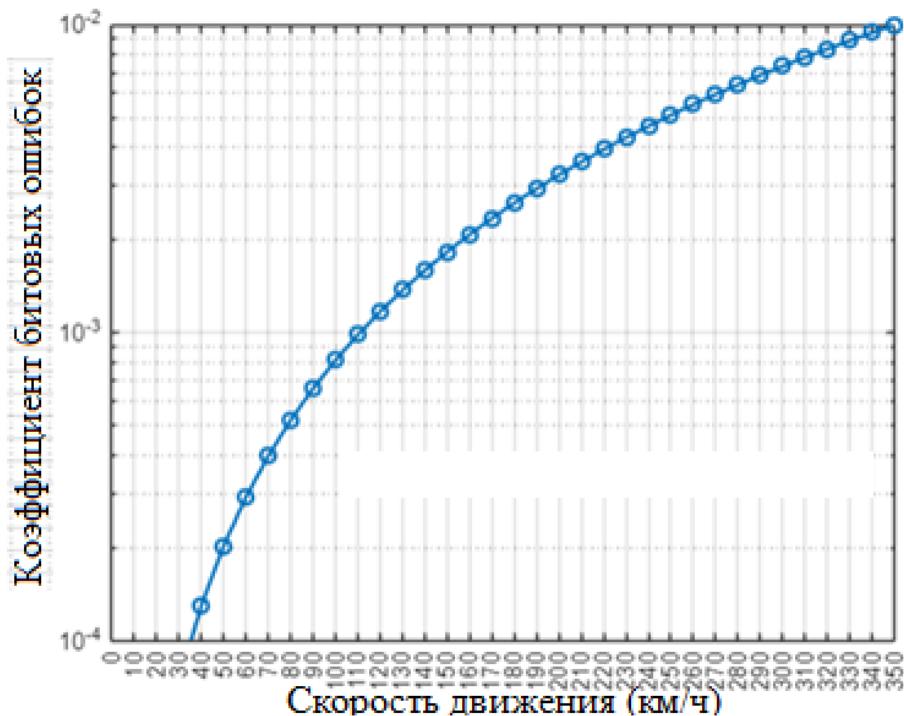


Рис. 4. Зависимость BER от скорости движения поезда.

Увеличение BER при высоких скоростях связано с эффектом Доплера и много лучевым распространением, которые приводят к искажению сигнала [8]. Для снижения BER могут быть использованы методы коррекции ошибок, такие как коды Рида-Соломона, код Хэмминга или турбо-коды.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Показано, что при увеличении скорости СКО и BER возрастают плавно в зависимости от эффекта Доплера и многолучевого распространения от скорости. При нулевой скорости значения СКО близки к нулю, что соответствует идеальным условиям передачи. При высоких скоростях (например, 350 км/ч) значения СКО и BER значительно выше, что подтверждает влияние эффектов многолучевого распространения и доплеровского сдвига.

ЛИТЕРАТУРА

1. Goldsmith A. Wireless Communications. Cambridge: Cambridge University Press, 2005. - 644 c.
2. Sklar B. Digital Communications: Fundamentals and Applications. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001. - 1104 c.
3. Proakis J. G., Salehi M. Digital Communications. New York: McGraw-Hill, 2008. - 1136 c.
4. Sesia S., Toufik I., Baker M. LTE – The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice. Chichester: Wiley, 2011. - 736 c.

5. 3GPP TS 36.101 (2022). User Equipment (UE) radio transmission and reception. Sophia Antipolis: 3GPP, 2022. - 348 c.
6. Электронный ресурс: <https://www.mathworks.com/help/lte/ref/ltehstchannel.html>. Дата обращения: 10.03.2025.
7. Тюндина Т.Е., Сорокин И.А. Анализ современных методов и средств повышения спектральной эффективности систем связи. М.: Издательство МГТУ им. Баумана, 2015. - 18 с.
8. Polyak M.G. Bit Error Ratio, Caused by Doppler Effect, for Systems of Space Diversity Reception. New York: IEEE, 2019. - 8 c.

REFERENCES

1. Goldsmith A. Wireless Communications. Cambridge: Cambridge University Press, 2005. - 644 p.
2. Sklar B. Digital Communications: Fundamentals and Applications. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001. - 1104 p.
3. Proakis J.G., Salehi M. Digital Communications. New York: McGraw-Hill, 2008. - 1136 p.
4. Sesia S., Toufik I., Baker M. LTE – The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice. Chichester: Wiley, 2011. - 736 c.
5. 3GPP TS 36.101 (2022). User Equipment (UE) radio transmission and reception. Sophia Antipolis: 3GPP, 2022. - 348 p.
6. Available at: <https://www.mathworks.com/help/lte/ref/ltehstchannel.html> . Accessed: 10.03.2025.
7. Tyundina T.E., Sorokin I.A. Analysis of Modern Methods and Tools for Improving Spectral Efficiency of Communication Systems. Moscow: Bauman MSTU Publishing, 2015. - 18 p.
8. Polyak M.G. Bit Error Ratio, Caused by Doppler Effect, for Systems of Space Diversity Reception. New York: IEEE, 2019. - 8 p.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ БПЛА

М.А. Ромашенко¹, Д.В. Васильченко¹, Д.А. Пухов¹, Г.П. Золкин¹, Е.И. Лебедев¹

¹ВГТУ, Воронеж, Россия

Аннотация: В тезисе рассмотрен анализ эффективности проводной системы управления беспилотными летательными аппаратами. Продемонстрирована возможность стабильной передачи управляющих сигналов через проводные каналы связи с использованием микроконтроллера ESP32 и протокола передачи сигналов управления CRSF. Для реализации передающей и принимающей системы был разработан программный специализированный компонент на базе микроконтроллера ESP32, который обрабатывает управляющие сигналы CRSF и передает их через UART-интерфейс. Это позволило принимать и передавать команды управления и телеметрическую информацию. Установлено, что применение проводных систем управления с использованием протокола CRSF может использоваться в задачах по обеспечению электромагнитной совместимости.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, БПЛА, проводная система управления, CRSF, ESP32.

PARAMETRIC ANALYSIS OF THE UAV CONTROL SYSTEM WIRING

M.A. Romashchenko¹, D.V. Vasilchenko¹, D.A. Pukhov¹, G.P. Zolkin¹, E.I. Lebedev¹

¹ VSTU, Voronezh, Russia

Abstract: The thesis examines the efficiency analysis of the wired control system for unmanned aerial vehicles. It demonstrates the possibility of stable transmission of control signals through wired communication channels using the ESP32 microcontroller and the CRSF control signal transmission protocol. A specialized software component based on the ESP32 microcontroller was developed for the implementation of the transmitting and receiving system, which processes CRSF control signals and transmits them via the UART interface. This allowed for the reception and transmission of control commands and telemetry information. It has been established that the use of wired control systems employing the CRSF protocol can be applied in tasks related to ensuring electromagnetic compatibility.

Keywords: electromagnetic compatibility, UAV, wired control system, CRSF, ESP32.

1. ВВЕДЕНИЕ

Активное развитие радиоэлектронных средств (РЭС) привело к возникновению проблем, связанных с обеспечением электромагнитной совместимости (ЭМС), в условиях сложной электромагнитной обстановки. Обеспечение ЭМС предполагает учёт одновременного влияния различного вида непреднамеренных помех на приёмники, которыми являются радиоприёмные устройства (РПУ) в каналах приёма РЭС [1]. В результате чего, проведение мониторинга с использованием беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) становится затруднительным. В связи с проблемой обеспечения ЭМС был приведён эксперимент для анализа эффективности проводной системы управления БПЛА.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Цель эксперимента заключалась в проверке корректности работы проводной системы управления БПЛА. Это необходимо для последующей оценки стабильности

передачи управляющих сигналов через проводные каналы связи в условиях преднамеренных и не преднамеренных электромагнитных воздействий. Если в результате использования программно-аппаратных средств сигнал будет передавать данные без потерь до полётного контроллера и корректно распределять сигналы управления, это подтвердит целесообразность использования данного решения. Основная задача эксперимента заключается в передаче управляющих сигналов с пульта управления (Tx) до принимающего устройства (Rx) под средством протокола CRSF.

Данный эксперимент включает в себя предающую и принимающую систему. Передающая система состоит из пульта управления, ESP32 и преобразователя UART to Ethernet. Принимающая система состоит из преобразователя Ethernet to UART, ESP32 и БПЛА (рисунок 1).



Рис. 1. Структурная схема проводной системы управления БПЛА

3. ПЕРЕДАЮЩАЯ СИСТЕМА

Процесс формирования управляющих сигналов реализуется с помощью пульта управления функционирующего на базе протокола CRSF. Основные преимущества данного протокола является высокая скорость обновления и возможность двусторонней связи, что позволяет использовать в канале управления такие функции, как телеметрия без необходимости использования дополнительного порта UART [2]. Протоколом поддерживается до 15 управляющих каналов и обеспечивается высокоскоростная передача данных со скоростью 420000 бод. Характеризуется следующей структурой: каждый пакет содержит адрес назначения, длину и тип фрейма (рисунок 2).

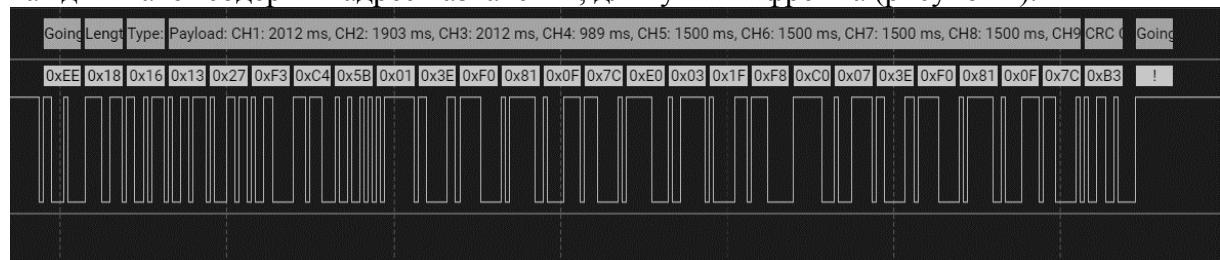


Рис.2. Общий вид структуры пакета протокола CRSF

Однако, большинство устройств не поддерживают скорость передачи данных 420000 бод, поэтому для преобразования управляющих сигналов с пульта управления использовался микроконтроллер ESP32. Основная задача микроконтроллера заключалась в приеме сигнала CRSF и преобразования в последовательный UART. Также выполняет распределение данных через полудуплексный UART-интерфейс, что позволяет принимать и передавать сигналы по одному проводному каналу. Для обеспечения контроля на наличие ошибок переданных и принятых сигналов была использована проверка контрольной суммы CRC8.

Для передачи информации между передающим и принимающим блоком был использован Ethernet-конвертор. С помощью которого можно передать сигналы до 100 Мбит/с, что позволяет обеспечивать высокую пропускную способность и стабильность связи между сервером и клиентом. Коммуникация между устройствами осуществляется посредством протокола TCP/IP, при этом сервер выполняет функцию передающего устройства, а клиентская сторона — принимающего.

В протоколе TCP/IP строго зафиксированы правила передачи информации от отправителя к получателю. Поток данных передается через протокол Ethernet транспортного уровня, при этом каждому пакету присваивается адрес назначения. После чего данные переходят на сетевой уровень протокола Ethernet, где уровень сетевого интерфейса принимает IP-дейтаграмму и передает их в виде кадров с помощью Ethernet-адаптера. Несмотря на то, что существуют различные сетевые протоколы, многие из которых основаны на коммутации пакетов и потоковом режиме передачи данных, основным преимуществом протокола TCP/IP является: обеспечение аппаратной независимости [3]. Это обеспечило возможность корректной доставки данных без потерь к принимающей системе в соответствии с передающим трактом на основе протокола TCP/IP.

4. ПРИНИМАЮЩАЯ СИСТЕМА

Принимающая система работает аналогична передающей. Сигналы поступают через Ethernet-разъем с передатчика, где с помощью микроконтроллера ESP32 происходит их обратное преобразование данных с последовательного UART-порта на протокол CRSF. Это необходимо для корректной передачи управляющих сигналов и телеметрической информацию к полетному контроллеру БПЛА (рисунок 3).

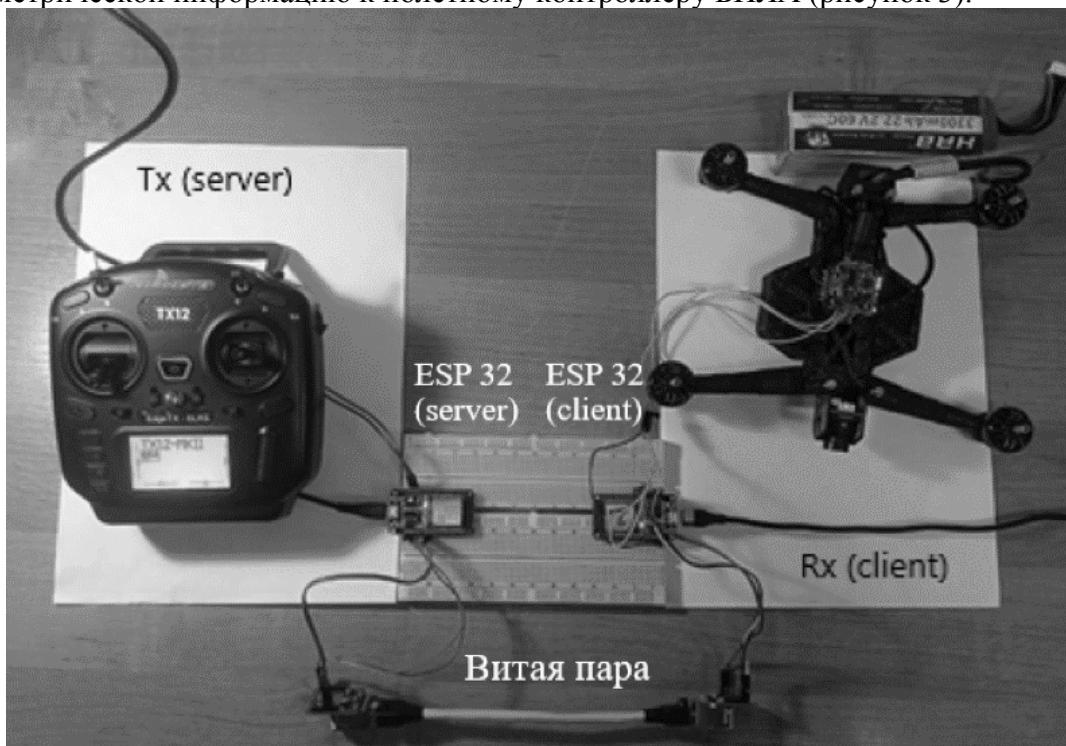


Рис.3. Лабораторная реализация проводной системы управления БПЛА

Для проверки работоспособности системы была использована программная среда Arduino IDE. Было установлено соединение с последовательным портом COM3 со скоростью обмена 115200 бод. Чтение информации из порта и ее последующий вывод выполнялись с применением встроенных инструментов среды, обеспечивающих прием и отображение передаваемых данных в режиме реального времени (рисунок 4).

```

Packet sent to UART2.
Received data: 0xC8 0x18 0x16 0xE9 0x7B 0xDE 0x2B 0xBE 0xC7 0x8A 0xEF 0xB1 0x82 0x15 0xAC
Packet sent to UART2.
Received data: 0xC8 0x18 0x16 0xE7 0x7B 0xDE 0x2B 0xBE 0xC7 0x8A 0xEF 0xB1 0x82 0x15 0xAC
Packet sent to UART2.
Received data: 0xC8 0x18 0x16 0xE7 0x7B 0xDE 0x2B 0xBE 0xC7 0x8A 0xEF 0xB1 0x82 0x15 0xAC
Packet sent to UART2.
Received data: 0xC8 0x18 0x16 0xE7 0x7B 0xDE 0x2B 0xBE 0xC7 0x8A 0xEF 0xB1 0x82 0x15 0xAC
Packet sent to UART2.
Received data: 0xC8 0x18 0x16 0xE7 0x7B 0xDE 0x2B 0xBE 0xC7 0x8A 0xEF 0xB1 0x82 0x15 0xAC
Packet sent to UART2.
Received data: 0xC8 0x18 0x16 0xE7 0x7B 0xDE 0x2B 0xBE 0xC7 0x8A 0xEF 0xB1 0x82 0x15 0xAC
Packet sent to UART2.
Received data: 0xC8 0x18 0x16 0xE7 0x7B 0xDE 0x2B 0xBE 0xC7 0x8A 0xEF 0xB1 0x82 0x15 0xAC
Packet sent to UART2.
Received data: 0xC8 0x18 0x16 0xE7 0x7B 0xDE 0x2B 0xBE 0xC7 0x8A 0xEF 0xB1 0x82 0x15 0xAC
Packet sent to UART2.
Received data: 0xC8 0x18 0x16 0xE7 0x7B 0xDE 0x2B 0xBE 0xC7 0x8A 0xEF 0xB1 0x82 0x15 0xAC

```

Рис.4. Вывод полученных сообщений

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результатом эксперимента стало успешное получение управляющих сигналов полетным контроллером БПЛА. Анализ переданных и полученных данных показал, что структура пакетов сохраняется, что свидетельствует об отсутствии искажений в процессе передачи. Это подтвердило работоспособность программно-аппаратной реализации проводной системы управления БПЛА. Данный результат подтвердил эффективность передачи управляющих сигналов посредством протокола CRSF. Это подтверждает возможность использования данной системы в условиях сложной электромагнитной обстановки.

6. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания «молодежная лаборатория» № FZGM-2024-0003.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ромашенко, М. А. Основные этапы методики обеспечения электромагнитной совместимости для подвижных объектов связи / М. А. Ромашенко, Р. Г. Коновалов, М. Е. Воробьев // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2023. – Т. 19, № 1. – С. 62-68. – DOI 10.36622/VSTU.2023.19.1.010. – EDN FEYIQH.
2. Protocols CRSF [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://oscarliang.com/rc-protocols/#CRSF> свободный (дата обращения: 20.01.2025).
3. Protocols TCP/IP [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ibm.com/docs/ru/aix/7.1?topic=management-transmission-control-protocolinternet-protocol> (дата обращения: 20.01.2025).

REFERENCES

1. Romashchenko, M.A., Konovalov, R.G., Vorobiev, M.E. Main stages of the methodology for ensuring electromagnetic compatibility for mobile communication objects. Bulletin of Voronezh State Technical University. 2023; Vol. 19, No. 1: pp. 62-68. DOI 10.36622/VSTU.2023.19.1.010. EDN FEYIQH.
2. Protocols CRSF [Online]. Available: <https://oscarliang.com/rc-protocols/#CRSF> (accessed: 20.01.2025).
3. Protocols TCP/IP [Online]. Available: <https://www.ibm.com/docs/ru/aix/7.1?topic=management-transmission-control-protocolinternet-protocol> (accessed: 20.01.2025).

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КАНАЛА СВЯЗИ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

M.A. Ромашенко¹, Д.В. Васильченко¹, Д.А. Пухов¹, С.Н. Паршин¹, Д.А. Чученков¹

¹ВГТУ, Воронеж, Россия

Аннотация: в данной работе рассмотрена модель помехоустойчивой системы связи на основе программно-определенного радио, способная работать в условиях загруженной электромагнитной обстановки. Основной целью экспериментального исследования разработанной модели является анализ алгоритмов автоматической смены рабочей частоты при передаче данных в зависимости от отношения сигнал/шум с целью повышения помехоустойчивости и надежности канала связи в беспроводных системах. В результате эксперимента было выявлено, что смена рабочего диапазона частот в зависимости от отношения сигнала к помехе является эффективным способом обеспечения устойчивой связи с беспилотным аппаратом.

Ключевые слова: LoRa, имитационная модель, помехоустойчивая связь, GNU Radio

MODELING OF AN INTERFERENCE-RESISTANT COMMUNICATION CHANNEL WITH AUTOMATIC FREQUENCY RECONFIGURATION

M.A. Romashchenko¹, D.V. Vasilchenko¹, D.A. Pukhov¹, S.N. Parshin¹, D.A. Chuchenkov¹,

¹ VSTU, Voronezh, Russia

Abstract: In this paper, we consider a model of an interference-resistant communication system based on software-defined radio, capable of operating under challenging electromagnetic conditions. The primary goal of the experimental study of the developed model is to analyze algorithms for automatic frequency hopping based on the signal-to-noise ratio, aiming to enhance interference resistance and improve the reliability of the wireless communication channel. Experimental results demonstrate that frequency hopping depending on the signal-to-interference ratio is an effective method to ensure robust communication with an unmanned aerial vehicle.

Keywords: LoRa, simulation model, interference-resistant communication, GNU Radio

1. ВВЕДЕНИЕ

В современном мире наблюдается широкое распространение беспилотных роботизированных аппаратов, которые применяются в различных сферах промышленности включая транспортную, оборонную, строительную и сельскохозяйственную. Управление данными устройствами может происходить на расстоянии от нескольких метров до нескольких километров. В связи с чем требования к каналам связи могут быть различны. Так, если необходимо обеспечить связь с устройством на значительных расстояниях – предпочтительным каналом является радиоканал. В таком случае, если работа устройства происходит на открытой местности, то влияние электромагнитных помех зачастую минимально. Однако в условиях городской застройки или промышленной зоны наблюдается интенсивное электромагнитное излучение в различных частотных диапазонах, что может приводить к ухудшению качества соединения. В связи с этим выбор оптимального с точки зрения

помехоустойчивости и пропускной способности канала связи становится одним из основных вопросов при проектировании беспилотных аппаратов.

На текущий момент данную задачу пытаются решить использованием альтернативных диапазонов частот, адаптивных алгоритмов выбора каналов и технологий программно-определенного радио (SDR) [1]. Применение широкого диапазона частот с возможностью автоматического выбора оптимального канала связи является перспективным направлением, позволяющим повысить устойчивость работы беспилотных систем в условиях воздействия помех.

2. ОПИСАНИЕ СХЕМЫ И БЛОКОВ

Для подтверждения эффективности разрабатываемого алгоритма автоматической перестройки рабочей частоты на начальном этапе было принято решение построить модель канала связи в среде имитационного моделирования GNU Radio [2]. Разработанная модель позволила промоделировать воздействие на канал связи помехи в виде адаптивного белого гауссовского шума (АБГШ) (рисунок 1).

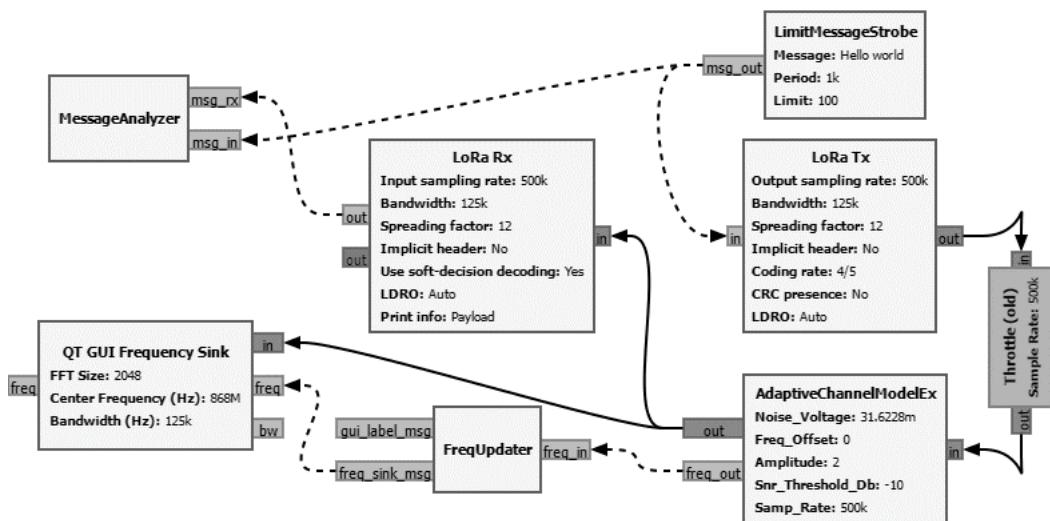


Рис. 1. Имитационная модель канала связи

Смоделированный канал связи построен с применением технологии Long Range (LoRa). В технологии LoRa используется метод линейно-частотной модуляции (ЛЧМ), что обеспечивает высокую дальность и помехоустойчивость передачи данных.

Имитационная модель состоит из передающей (Tx) и приемной (Rx) частей. На передающей стороне в блоке LimitMessageStrobe генерируются пакеты данных с определенным заданным периодом, после чего они передаются в блок LoRa Tx, где подвергаются модуляции и кодированию. Для корректной передачи сообщений необходимо правильно выставить основные параметры модуляции. К ним относятся ширина полосы пропускания (BW), коэффициент расширения спектра (SF), скорость кодирования (CR).

Сформированный сигнал передается в блок AdaptiveChannelModelEx, который позволяет промоделировать канал связи при воздействии помехи. Также блок позволяет автоматически перестраивать рабочую частоту при снижении соотношения сигнала к помехе (SNR) ниже установленного порогового значения. Необходимость учета данного параметра обусловлена тем, что производительность приёмников LoRa в значительной степени зависит от отношения сигнал/шум, особенно в условиях низкого

энергопотребления и большой дальности передачи [3]. Блок-схема алгоритма работы изображена на рисунке 2.

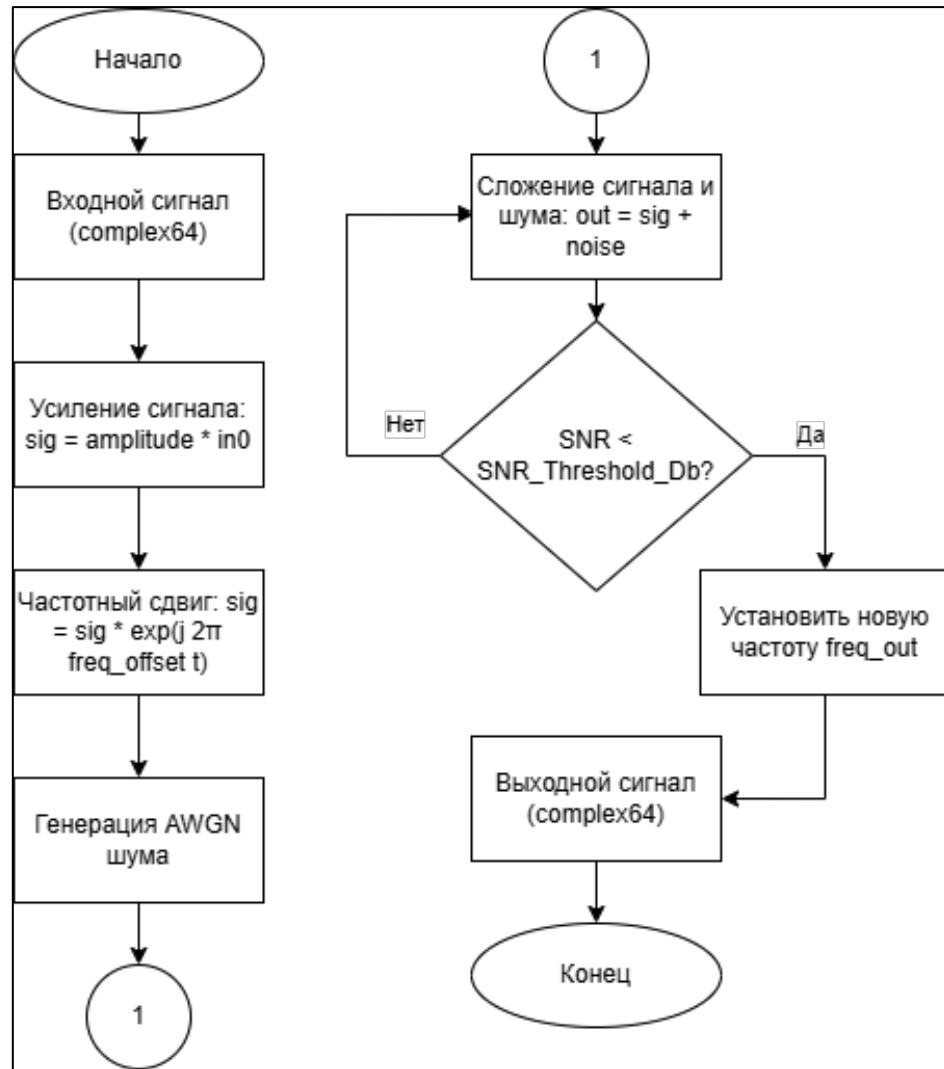


Рис. 2. Блок-схема алгоритма

Сигнал от генератора LoRa пакетов поступает на вход AdaptiveChannelModelEx, где сначала усиливается на заданный коэффициент, затем к нему применяется частотный сдвиг с помощью комплексного множителя $e^{j2\pi \cdot freq_offset \cdot t}$, имитирующего нестабильность канала. Далее к сигналу добавляется белый гауссовский шум с уровнем, заданным параметром noise_voltage, после чего вычисляется SNR. Если значение отношения сигнала к шуму ниже порогового уровня, блок переключает рабочую частоту на следующую (868 МГц, 915 МГц, 930 МГц) и передаёт её новое значение в блок FreqUpdater для обновления графического интерфейса. Если SNR остаётся выше порога, частота не изменяется, а если ниже, то происходит автоматическое переключение рабочей частоты. Расчет параметра SNR происходит по формуле 1.

$$SNR_{dB} = P_{сигнала} - P_{помехи} \quad (1)$$

где, $P_{сигнала}$ и $P_{помехи}$ - логарифмические значения сигнала и шума.

Для визуального контроля процесса смены частоты используется блок FreqUpdater, который принимает информацию о новой частоте через порт freq_out и передает ее в блок QT GUI Frequency Sink, который отображает спектральное представление измененного сигнала.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

В ходе эксперимента передача данных осуществлялась с использованием непрерывного циклического генератора сообщений с интервалом отправки 1000 мс. Параметры модуляции соответствовали стандартным значениям: коэффициент расширения спектра – 7, ширина полосы – 125 кГц, скорость кодирования – 4/5. Для определения порогового значения SNR, при котором начинается потеря пакетов, использовались данные из технической документации на аппаратные модули LoRa SX1276 [4]. Для SF = 7, SNR при котором начинаются потери равен примерно -7.5 дБ, соответственно при достижении этого значения блок AdaptiveChannelModelEx производит автоматическую перестройку на другой частотный диапазон (рис. 3).

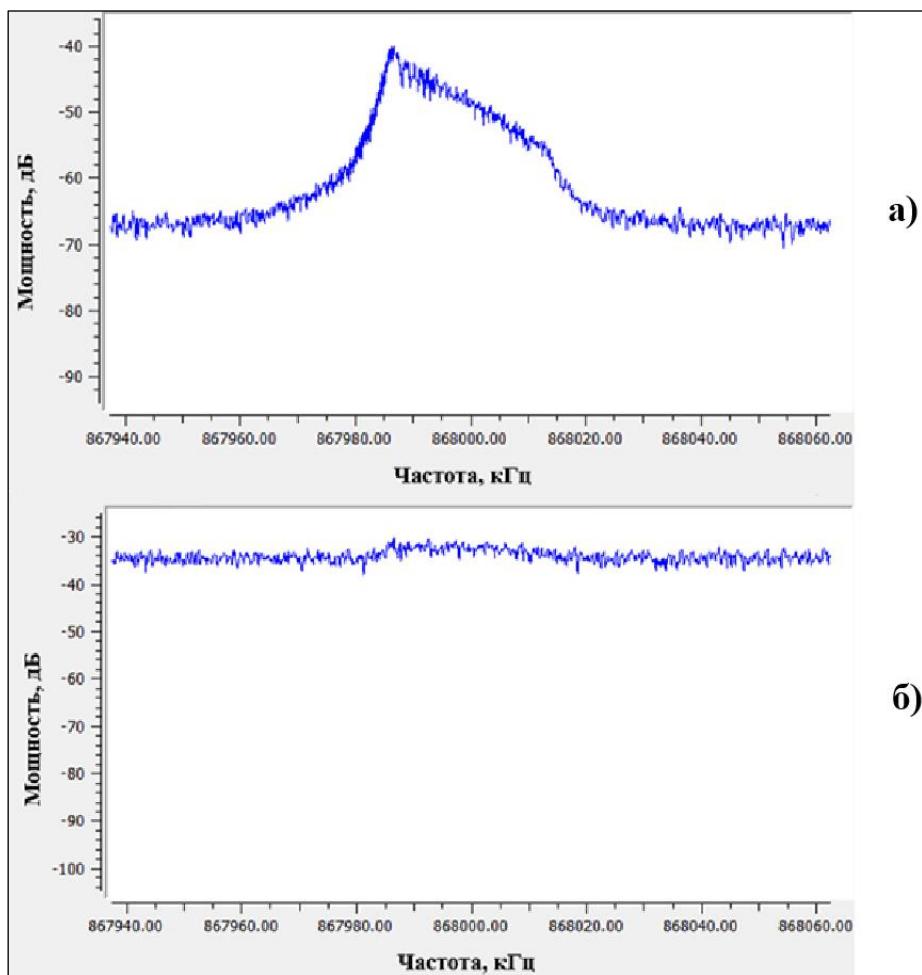


Рис. 3. Спектрограмма полезного сигнала. (а - до воздействия помехи; б - после воздействия помехи)

Переключение рабочей частоты осуществляется циклически между заранее заданными значениями 868 МГц, 915 МГц и 930 МГц. Когда помеха вновь появляется процесс повторяется, и рабочая частота изменяется на следующую.

Для подтверждения факта переключения частоты, помимо графического отображения, блок AdaptiveChannelModelEx параллельно выводит информацию о смене частоты в терминал (рис. 4).

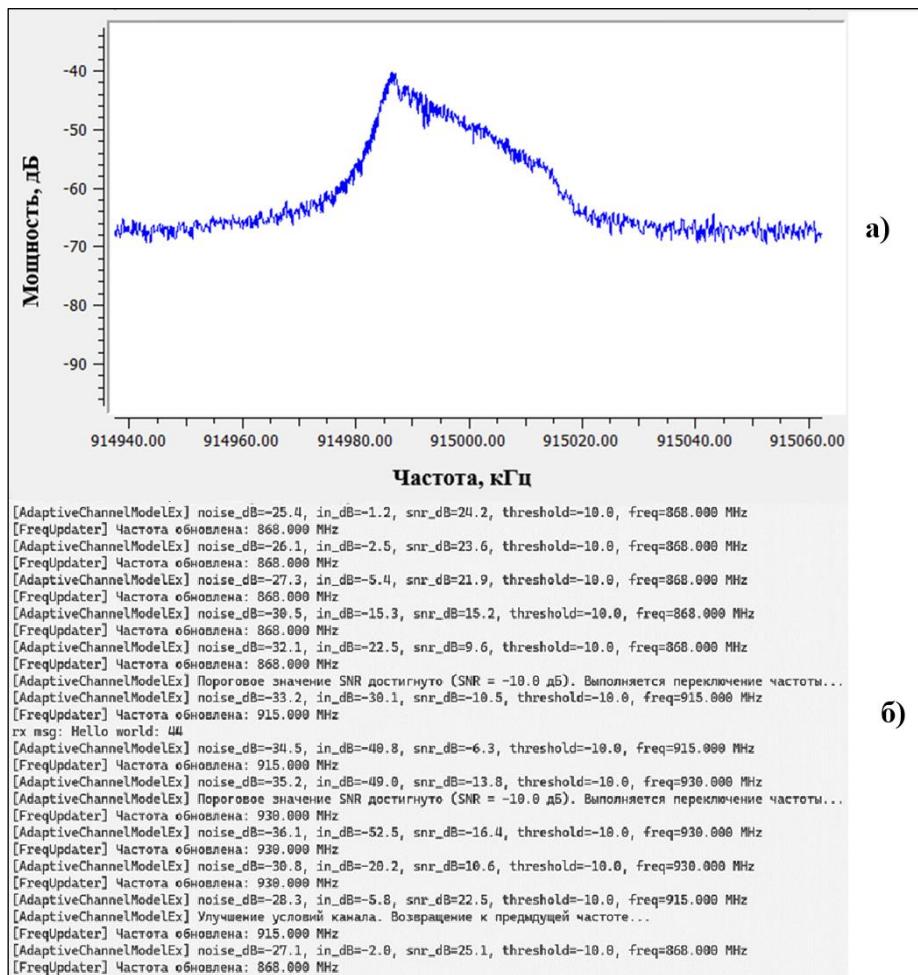


Рис. 4. Спектрограмма сигнала и логирование изменения частоты. (а - спектрограмма после переключения частоты; б - процесс логирования изменений)

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе исследования разработан алгоритм адаптивной перестройки рабочей частоты канала связи на базе имитационной модели канала связи LoRa с возможностью автоматической перестройки рабочей частоты, при достижении установленного ранее порогового значения SNR. Результаты мелирования подтвердили адекватность имитационной модели и показали, что при снижении SNR ниже установленного порога (-7,5 dB) система корректно выполняет смену рабочей частоты, обеспечивая восстановление связи. Смена частоты происходила в заданных диапазонах 868 МГц, 915 МГц и 930 МГц. Логирование и спектральный анализ показали, что процесс автоматической перестройки частоты происходит корректно и без задержек. В дальнейшем планируется повторить данный эксперимент не в имитационной среде, а с использованием аппаратного оборудования на базе программно-определяемого радио,

что позволит оценить работу системы в реальных условиях передачи данных и подтвердить её эффективность при воздействии внешних радиопомех.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания «молодежная лаборатория» № FZGM-2024-0003.

ЛИТЕРАТУРА

1. Исследование влияния параметров LoRa-модуляции на помехоустойчивость канала связи / М.А. Ромашенко, Д.В. Васильченко, Р.С. Сухомлинов, К.М. Черкашин // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2025. – Т. 21, № 1. – С. 73-80.
2. GNU Radio [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.gnuradio.org/>, свободный (дата обращения: 08.03.2025).
3. J. Tapparel, O. Afisiadis, P. Mayoraz, A. Balatsoukas-Stimming and A. Burg, "An Open-Source LoRa Physical Layer Prototype on GNU Radio," 2020 IEEE 21st International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Atlanta, GA, USA, 2020, pp. 1-5.
4. Lora-alliance [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://loraalliance.org/>, свободный (дата обращения: 08.03.2025).

REFERENCES

1. Romashchenko, M. A., Vasilchenko, D. V., Sukhomlinov, R. S., Cherkashin, K. M. Study of the influence of LoRa modulation parameters on the noise immunity of the communication channel // Bulletin of the Voronezh State Technical University. – 2025. – Vol. 21, No. 1. – Pp. 73-80.
2. GNU Radio [Electronic resource]. Available at: <https://www.gnuradio.org/>, free access (accessed: 08.03.2025).
3. J. Tapparel, O. Afisiadis, P. Mayoraz, A. Balatsoukas-Stimming and A. Burg, "An Open-Source LoRa Physical Layer Prototype on GNU Radio," 2020 IEEE 21st International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Atlanta, GA, USA, 2020, pp. 1-5.
4. LoRa-Alliance [Electronic resource]. Available at: <https://loraalliance.org/>, free access (accessed: 08.03.2025).

ИССЛЕДОВАНИЕ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ LORA В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ GNU-RADIO

М.А. Ромашенко¹, Д.В. Васильченко¹, Р.С. Сухомлинов¹

¹ВГТУ, Воронеж, Россия

Аннотация: В работе рассматривается влияние помех в виде белого гауссовского шума на качество функционирования канала связи LoRa. Оценивается количество потерянных или поврежденных пакетов данных при различных значениях отношения сигнал/шум и коэффициента расширения спектра (spreading factor). Для проведения эксперимента в среде GNU Radio создана имитационная модель канала связи LoRa, дополненная необходимыми блоками для анализа. Проведенное исследование показало соответствие результатов имитационного моделирования с ранее полученными натуральными результатами. Сделан вывод об адекватности имитационной модели и возможности ее использования для дальнейших исследований помехоустойчивости канала связи LoRa.

Ключевые слова: LoRa, имитационная модель, помехоустойчивая связь, GNU Radio

STUDY OF THE SIMULATION MODEL OF THE LORA COMMUNICATION SYSTEM IN THE GNU RADIO SOFTWARE ENVIRONMENT

M.A. Romashchenko¹, D.V. Vasilchenko¹, R.S. Sukhomlinov¹

¹VSTU, Voronezh, Russia

Abstract: The study examines the impact of interference in the form of white Gaussian noise on the performance of the LoRa communication channel. The number of lost or corrupted data packets is evaluated under various signal-to-noise ratio (SNR) values and spreading factors. To conduct the experiment, a simulation model of the LoRa communication channel was developed in the GNU Radio environment, supplemented with necessary analytical blocks. The research demonstrated the consistency of the simulation results with previously obtained experimental data. It was concluded that the simulation model is adequate and can be used for further studies on the noise immunity of the LoRa communication channel.

Keywords: LoRa, simulation model, interference-resistant communication, GNU Radio

1. ВВЕДЕНИЕ

Актуальность развития беспроводных технологий растет с каждым днем. Большое количество приемо-передающих устройств, работающих в одном радиочастотном диапазоне, способствуют повышению плотности спектра. Сигналы различных устройств накладываются друг на друга, в результате чего пакеты данных могут искажаться, а в передаваемой информации появляются ошибки. Кроме того, высокая плотность частотного спектра может вызывать увеличение задержек при передаче, что снижает эффективность канала связи. При этом даже незначительные изменения параметров модуляции или спектральных характеристик сильно влияют на помехоустойчивость системы [1]. Использование технологий с расширением спектра, такие как LoRa, позволяют снизить влияние помех и обеспечить надежную передачу данных на значительные расстояния.

Технология LoRa (Long Range) представляет собой метод радиомодуляции, позволяющий передавать данные на значительные расстояния без существенных потерь. Преимущество технологии достигается за счет использования линейно-частотной модуляции (ЛЧМ), при которой частота сигнала изменяется линейно в пределах заданной полосы. Дополнительно, применение методов корреляционной обработки позволяет приемнику выделять полезную информацию даже при низком уровне входного сигнала, что повышает устойчивость связи в условиях помех [2].

Для обеспечения передачи данных без потерь требуется правильно настраивать основные параметры модуляции, к которым относятся ширина полосы (BW), коэффициент расширения спектра (SF) и скорость кодирования (CR). BW, показывает разницу в минимальной и максимальной частоте сигнала, SF определяет количество бит, закодированных в один символ сигнала LoRa, а CR определяет долю полезного потока данных при передаче.

2. Имитационная модель канала связи LoRa

Ранее уже были проведены эксперименты позволяющие оценить как различные комбинации параметров модуляции влияют на устойчивость канала связи к помехе [3]. Для приема и передачи использовались два аппаратных модуля LoRa sx1276 в связке с контроллером esp32. Для формирования помехи (белого гауссовского шума AWGN) использовалось программно-определенное радио (SDR) Hack Rf. Для оценки помехоустойчивости определялось отношение сигнала к шуму (SNR) при достижении которого полезный сигнал полностью прекращал определяться приемником. Получив результаты, было принято решение повторить данный эксперимент с использованием среды имитационного моделирования GNU Radio [4].

Использование имитационной среды моделирования позволяет выставлять необходимые комбинации основных параметров не тратя время на подготовку и прошивку аппаратного модуля LoRa. А проведение анализа не потребует проведения натурных испытаний, что существенно упростит процесс. Для работы с LoRa модуляцией необходимо установить дополнительную библиотеку «gr-lora».

На рисунке 1 представлена построенная для исследования имитационная модель. На передающей стороне (TX) происходит генерация сообщений. Сообщение, подвергается модуляции и направляется в канал связи, где для имитации реальных условий передачи, накладывается помеха. На приемной стороне (RX) сигнал демодулируется и анализируется на предмет влияния помехи.

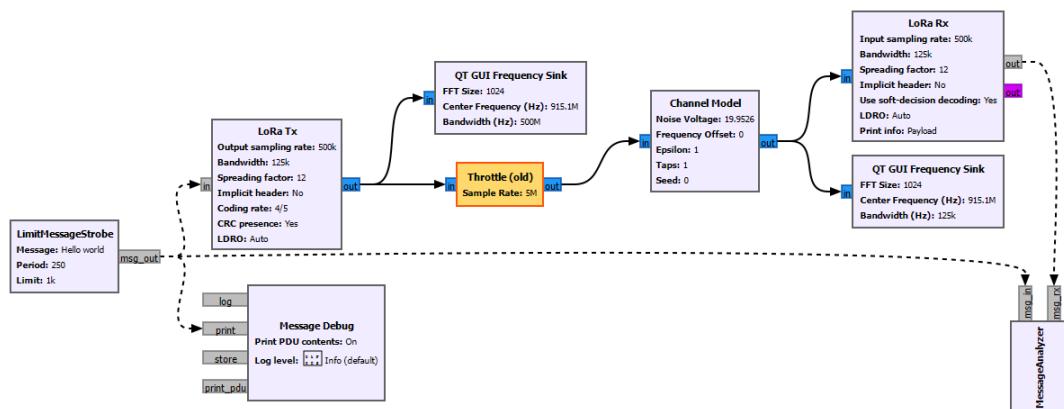


Рис. 1. Имитационная модель канала связи на основе LoRa

Стандартный блок Message Strobe позволяет периодически генерировать и отправлять заданное сообщение, однако он не предоставляет возможности ограничения переданных сообщений по количеству. В связи, вместо блока Message Strobe был создан пользовательский блок LimitMessageStrobe, который, помимо установки содержимого отправляемого сообщения и периода генерации, позволяет задать общее количество переданных пакетов. Для анализа полученных сообщений был разработан блок MessageAnalyzer, который принимает входящие пакеты данных, сравнивает их с отправленными и вычисляет количество ошибок (рисунок 2). Также в процессе работы блока определяется количество потерянных или поврежденных пакетов и рассчитывается параметр Packet Error Rate (PER), отражающий коэффициент потерянных пакетов. PER позволяет количественно оценить устойчивость канала связи к помехе.

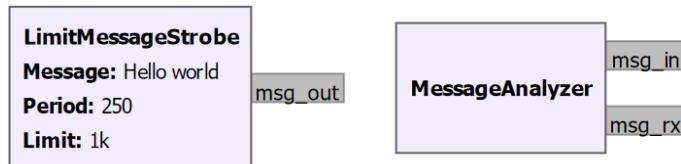


Рис. 2. Пользовательские блоки

После генерации, пакеты данных поступают в блок LoRa TX, внутри которого выполняются операции по последовательной обработке. Блок добавляет к входным данным необходимые элементы, выполняет модуляцию и отправляет результат в блок Channel Model. Блок Throttle, стоящий перед каналом связи ограничивает скорость передачи, чтобы поддерживать заданную частоту выборки и предотвратить перегрузку компьютера во время моделирования. Channel Model отвечает за моделирование канала связи и введение помехи в виде AWGN, для оценки устойчивости передаваемого сигнала. Внутри блока был настроен параметр Noise Voltage, определяющий уровень добавляемого шума в микровольтах. В рамках эксперимента для удобства управления уровнем помехи использовался параметр SNR, измеряемый в децибелах. Поэтому значение Noise Voltage автоматически пересчитывается в микровольты по формуле (1).

$$V_{noise} = 10^{\frac{-SNRdB}{20}} \quad (1)$$

Уменьшение параметра SNRdB приводит к увеличению амплитуды помехи и, соответственно, увеличению ее уровня, что негативно сказывается на устойчивости передаваемого сигнала. После этого, пакеты данных поступают в блок LoRa RX, где выполняется демодуляция и декодирование сигнала, принятого через канал связи. Далее в блоке Message Analyzer происходит анализ полученных сообщений, результат которого для удобства выводится в отдельное окно (рисунок 3).

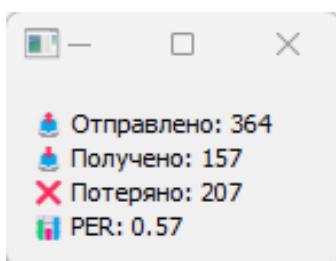


Рис. 3. Окно вывода статистики

3. ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА

В ходе эксперимента осуществлялась передача данных на фиксированной частоте 915 МГц, что соответствует стандарту технологии LoRa. Ширина полосы пропускания также оставалась постоянной и составляла 125 кГц. Скорость кодирования была установлена на уровне 4/8.

Для каждого значения SF уровень помехи последовательно увеличивался до тех пор, пока передача данных полностью не прекращалась, что соответствовало значению PER = 1. В каждом сценарии отправлялось 1000 фиксированных сообщений с текстом «Hello world».

Численные результаты эксперимента для SF = 7, SF = 8 и SF = 9 приведены в таблице 1. Аналогичные результаты были выявлены и для остальных значений коэффициента расширения спектра.

Таблица 1. Результаты эксперимента

SF = 7		SF = 8		SF = 9	
SNR	PER	SNR	PER	SNR	PER
-7	0	-9,5	0	-12	0
-7,5	0,01	-10	0,01	-12,5	0
-7,8	0,02	-11	0,05	-13	0,01
-8,1	0,03	-12	0,26	-14	0,06
-8,5	0,06	-13	0,76	-15	0,36
-8,8	0,16	-13,5	0,69	-16	0,85
-9,5	0,32	-14	0,92	-16,5	0,87
-10	0,34	-14,2	0,94	-17	0,97
-11	0,71	-14,4	0,98	-17,3	0,99
-11,2	0,74	-14,6	0,98	-17,5	1
-11,6	0,81	-14,8	0,99		
-12	0,91	-15	1		
-13	0,99				
-13,5	1				

Анализ полученных результатов показывает четкую зависимость между значением SF и устойчивостью связи при различных уровнях SNR. При низком значении SF = 7 полная потеря передаваемых пакетов наблюдается при SNR, равном -13,5 дБ. В то же время при увеличении SF до 12, для полного подавления сигнала и потери всех пакетов требуется значительно более низкое значение SNR, равное -26 дБ. Это подтверждает, что увеличение коэффициента расширения спектра способствует повышению помехоустойчивости сигнала, позволяя обеспечивать стабильную передачу данных даже при высоком уровне помех.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты исследования демонстрируют схожесть с данными, представленными в технической документации на модуль LoRa SX1276, а также подтверждают результаты ранее проведенного эксперимента с аппаратной реализацией. Имитационная модель показала себя адекватной для исследования характеристик связи LoRa, она корректно отражает влияние изменения коэффициента расширения спектра на устойчивость сигнала к помехам. Также установлено, что увеличение коэффициента расширения спектра действительно повышает устойчивость канала связи к помехам, обеспечивая возможность приема сигнала при более низком значении SNR, что

подтверждается экспериментальными данными, полученными в процессе моделирования.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект № FZGM-2025-0002).

ЛИТЕРАТУРА

1. Ромашенко, М. А. Методика анализа помехоустойчивости печатных плат при проектировании РЭС с учетом ЭМС / М. А. Ромашенко // Радиотехника. – 2014. – № 3. – С. 92-95. – EDN RYGNJZ.
2. LoRa-Alliance [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://loraalliance.org/>, свободный (дата обращения: 08.03.2025).
3. Исследование влияния параметров LoRa-модуляции на помехоустойчивость канала связи / М.А. Ромашенко, Д.В. Васильченко, Р.С. Сухомлинов, К.М. Черкашин // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2025. – Т. 21, № 1. – С. 73-80.
4. GNU Radio [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.gnuradio.org/>, свободный (дата обращения: 08.03.2025).

REFERENCES

1. Romashchenko, M. A. Methodology for analyzing the electromagnetic compatibility of printed circuit boards in the design of radio electronic systems / M. A. Romashchenko // Radiotekhnika. – 2014. – No. 3. – Pp. 92-95. – EDN RYGNJZ.
2. LoRa-Alliance [Electronic resource]. Available at: <https://loraalliance.org/>, free access (accessed: 08.03.2025).
3. Romashchenko, M. A., Vasilchenko, D. V., Sukhomlinov, R. S., Cherkashin, K. M. Study of the influence of LoRa modulation parameters on the noise immunity of the communication channel // Bulletin of the Voronezh State Technical University. – 2025. – Vol. 21, No. 1. – Pp. 73-80.
4. GNU Radio [Electronic resource]. Available at: <https://www.gnuradio.org/>, free access (accessed: 08.03.2025).

МОДЕЛИРОВАНИЕ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С ДРОБНО-ПЕРЕМЕННЫМИ ДЕЛИТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ

Н. М. Тихомиров¹, В. В. Лебедев², А. Д. Толмачев², М. А. Сухомлинов²

¹АО «Концерн «Созвездие», Воронеж, Россия

²ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»,
Воронеж, Россия

Аннотация. Приведены результаты моделирования системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты с неравными частотами тактирования в подсистеме SIMULINK математической системы MATLAB. Предложена структурная схема синтезатора частот с дробно-переменными делителями частоты, управляемыми дельта-сигма модуляторами, с использованием ряда накапливающих сумматоров (аккумуляторов) и множества импульсно-фазовых детекторов (ИФД). Проанализированы зависимости постоянной составляющей на выходе ИФД от нормированного времени запаздывания сигнала управляемого генератора (УГ), а также процессы возникновения помех дробности (ПД) и возможности снижения уровня ПД.

Ключевые слова: синтезатор частот, импульсно-фазовая автоподстройка частоты, дробно-переменные делители частоты, помехи дробности, мультиаккумулятор.

MODELING OF SPECTRAL CHARACTERISTICS FREQUENCY SYNTHESIZERS WITH FRACTIONAL VARIABLES FREQUENCY DIVIDERS

N. Tikhomirov¹, V. Lebedev², A. Kurs², B. Kurs²

¹JSC «Concern «Sozvezie», Voronezh, Russia

²Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract. The results of modeling a pulse-phase frequency auto-tuning system with unequal clock frequencies in the SIMULINK subsystem of the MATLAB mathematical system are presented. A structural scheme of a frequency synthesizer with fractional-variable frequency dividers controlled by delta-sigma modulators is proposed, using a number of accumulating adders (accumulators) and a set of pulse-phase detectors (IFD). The dependences of the constant component at the output of the IFD on the normalized delay time of the signal of the controlled oscillator (VCO) as well as the processes of fractional interference (FI) and the possibility of reducing the FI level are analyzed.

Keywords: frequency synthesizer, pulse-phase frequency auto-tuning, fractional variable frequency dividers, fractional interference, multiaccumulator.

1. ВВЕДЕНИЕ

Современные средства радиосвязи специального назначения (СРЧ) широко используют синтезаторы частот (СЧ_{PLL}) на основе кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ), которые способны синтезировать множество когерентных колебаний (сетку рабочих частот) с заданными частотами и во многом определяют параметры радиопередающего устройства [1]. Активно применяемые в СЧ_{PLL} делители частоты с дробно-переменными коэффициентами деления (ДДПКД) являются причиной присутствия в выходном сигнале СЧ_{PLL} нежелательных помех дробности (ПД). С целью

снижения уровня ПД в спектре выходного сигнала СЧ_{PLL} используют различные схемотехнические решения и элементы цифровой логики [2, 3].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Нелинейности системы ИФАПЧ (пороговый характер работы ДДПКД [1], неравенство токов заряда и разряда зарядовой накачки (ЗН) при использовании частотно-фазового детектора с ЗН (ЧФД_{ЗН})) значительно усложняют решение непростой проблемы уменьшения уровня ПД в полосе пропускания системы ИФАПЧ [1, 4]. Влияние указанных нелинейностей на уровень ПД в составе выходного сигнала СЧ_{PLL} рассмотрено в работе [5].

Основными направлениями уменьшения уровня ПД следует считать: а) использование ИФД типа «выборка-запоминание» с линейными характеристиками; б) использование ЧФД_{ЗН} с неравными токами ЗН; в) использование дополнительных устройств компенсации, выделяющих ПД, а в дальнейшем суммирующих их с сигналом ЧФД_{ЗН} с неравными токами ЗН на входе фильтра низких частот (ФНЧ); г) использование нескольких ИФД (типа RS-триггеров) параллельного действия совместно с дополнительными устройствами компенсации ПД; д) применение нескольких ЧФД_{ЗН} параллельно-последовательного действия; е) применение коммутирующих ФНЧ с переменными параметрами [6, 7]. Методология разработки программного обеспечения для оценки функционирования бортовых комплексов средств связи в составе сети цифровой радиосвязи приведена в работе [8].

Практический интерес представляет методика определения ПД в системе ИФАПЧ с цепями модуляции и ДДПКД. Спектральная чистота сигналов на выходе СЧ_{PLL} с дробно-переменными делителями при различных емкостях аккумулятора проанализирована в работе [9]. Методология оценки влияния разброса параметров множества ИФД и неидеального функционирования устройств компенсации ПД на изменение уровня ПД в выходном сигнале СЧ_{PLL} в открытой научно-технической литературе практически отсутствует.

Целью данной работы разработка и моделирование мультидидетекторной системы ИФАПЧ СЧ_{PLL} с ДДПКД, а также анализ процессов возникновения ПД и возможности снижения уровня ПД.

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Формирование дискретного множества частот с помощью системы ИФАПЧ иллюстрируется структурной схемой (рисунок 1), которая содержит следующие элементы: ИС1, ИС2 – источники сигналов с частотами f_R и f_C соответственно; И1, И2 – интеграторы; В-31, В-32 – элементы выборки-запоминания; С1, С2 – сумматоры; У1, У2 – усилители; Д – делитель частоты; И3 – интегратор со сбросом в ноль в момент времени, когда его проинтегрированный сигнал достигает уровня 2π , в этот же момент времени на его выходе появляется импульс коммутации элемента В-32, на вход которого подается сигнал с выхода И2, поделенный делителем Д в n^2 раз.

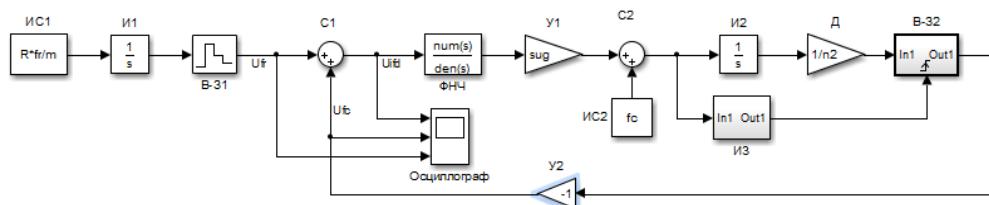


Рис. 1. Структурная схема системы ИФАПЧ с неравными частотами тактирования

Управляемый напряжением генератор (УГ) содержит: У1 – усилитель с коэффициентом передачи $S_{y\Gamma}$ (сигн, Гц/В), И2, И2, а также ИЗ. На Су1, выполняющий функции ИФД, через инвертирующий усилитель Ус2 подаются сигнал U_{fc} с Out1 блока В-32 и сигнал U_{fr} , образованный интегрированием Инт1 сигнала от источника ИС1 со значением $f_R R/m$ (R, m – целые числа, $R < m$, f_R – опорная частота) и прошедшего через В-31, который тактируется сигналом с частотой f_R .

Осциллограммы (на входе ОСЦ на рис. 1) в отдельных точках системы ИФАПЧ – U_{fr} , U_{fc} и U_{IFD} (на выходе сумматора Су1), полученные в результате моделирования системы ИФАПЧ в подсистеме SIMULINK математической системы MATLAB8 [10], приведены на рисунке 2.

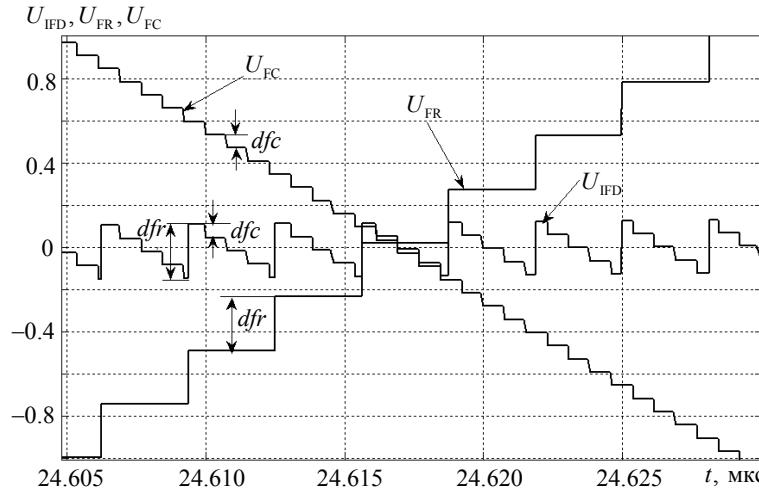


Рис. 2. Осциллограммы сигналов в системе ИФАПЧ

Параметры системы ИФАПЧ (рис. 1) следующие: $R = 65$, $m = 256$, $n2 = 16$, $f_R = 320$ МГц, $f_C = 1320$ МГц, $S_{y\Gamma} = 10$ МГц/В, передаточная функция ФНЧ

$$G_{\text{ФНЧ}}(s) = \frac{T1s + 1}{(T2s + 1)(T3s + 1)}, \quad T1 = 4,2 \cdot 10^{-8} \text{ с}, \quad T2 = 4,2 \cdot 10^{-7} \text{ с}, \quad T3 = 6,3 \cdot 10^{-7} \text{ с}.$$

Постоянная

составляющая сигнала U_{IFD} в стационарном состоянии компенсирует начальную расстройку частоты f_R , скорости нарастания огибающих сигналов U_{FR} и $-U_{FC}$ равны, поэтому $f_C = (R \cdot n2/m)f_R$ [11]. Изменяя R через единицу, можно получить в устройстве множество частот с шагом $df_C = (n2/m)f_R$.

Анализ зависимостей, представленных на рис. 2, показывает, что с каждым тактом опорного сигнала значение U_{IFD} увеличивается на величину $dfr = R/m$, а с каждым тактом сигнала УГ – уменьшается на $dfc = 1/n2$. Методика расчета побочных составляющих в выходном сигнале линейной системы ИФАПЧ приведена в работе [12], обеспечивает хорошую фильтрацию спектральных составляющих с частотами f_R и f_C в составе U_{IFD} с помощью ФНЧ (f_R и f_C обычно высоки). Вместе с тем, практическое применение таких систем ИФАПЧ на высоких рабочих частотах затруднено из-за необходимости разработки высокоскоростного арифметического устройства.

Обобщенная блок-схема для двух вариантов построения СЧPLL с ДДПКД и СЧPLL с ДДПКД, управляемым ДСМ, с использованием ряда накапливающих сумматоров (аккумуляторов) и множества ИФД приведена на рисунке 3.

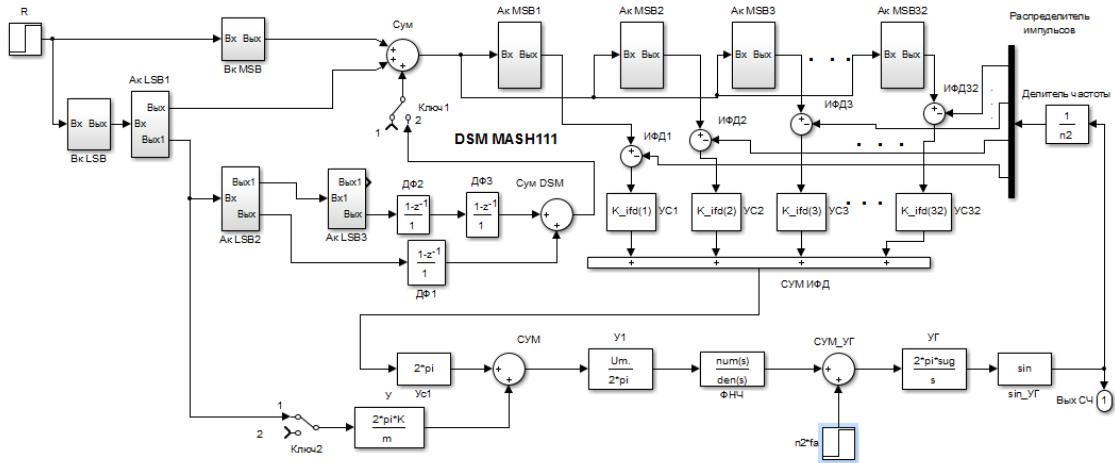


Рис. 3. Обобщенная блок-схема для двух вариантов построения СЧ_{PLL} с ДДПКД и СЧ_{PLL} с ДДПКД, управляемым ДСМ

Вариант построения СЧ_{PLL} с ДДПКД соответствует случаю, когда ключи Ключ1 и Ключ2 находятся в состоянии 1, а вариант построения СЧ_{PLL} с ДДПКД, управляемым ДСМ, соответствует случаю, когда ключи Ключ1 и Ключ2 находятся в состоянии 2. Обобщенная блок-схема содержит один аккумулятор младших разрядов (AkLSB1) и множество K аккумуляторов старших разрядов (AkMSB1, AkMSB2, ..., AkMSB K , в блок-схеме (рис. 3) использованы 32 аккумулятора, $K = 32$.

Пусть na – общее число двоичных разрядов в AkLSB1 и AkMSB, а nm – в K аккумуляторах AkMSB. В этом случае соответственно число разрядов AkLSB1 равно $(na - nm)$, а суммарную емкость AkLSB1 и AkMSB как $m = 2^{na}$. Число R , определяющее выходную частоту СЧ_{PLL}, с помощью устройств $R1$ и $BkLSB$ разделяется соответственно на два числа $R1$ и $R2$ ($R = R1 \cdot 2^{na-nm} + R2$). Сигнал переполнения выхода AkLSB1 суммируется с числом $R1$ на сумматоре Сум и с его выхода подается на точки входа AkMSB1, AkMSB2, ..., AkMSB32.

Принципиальной особенностью предлагаемой структурной схемы СЧ_{PLL} является установка начальных состояний AkMSB k $C_{Mk}[n]$, $n = 0$ (n – номер тактирующего аккумулятора импульса с частотой опорного сигнала) по определенному закону, а именно $C_{Mk}[0] = k - 1$, k – номер аккумулятора. Сигналы переполнения AkMSB k с их точек выхода поступают на K входов ИФД1, ИФД2, ..., ИФД32. На вторые входы ИФД поступают сигналы с распределителя импульсов. В качестве распределителя импульсов может использоваться кольцевой делитель частоты на $n2$ сигнала УГ, соответственно фазы сигналов с распределителя импульсов, поступающие на входы ИФД k , можно записать как

$$\varphi_{УГ}(k) = 2\pi(k-1)/n2. \quad (1)$$

Сигналы с выходов ИФД k поступают на усилители УС1, УС2, ..., УС32 с коэффициентами $K_{ifd}(k)$ и далее на сумматор СУМ ИФД, усилитель У1, сумматор СУМ, усилитель У2 с коэффициентом $U_m/2\pi$, ФНЧ с передаточной функцией $G_{ФНЧ}(s)$ и УГ, представленный четырьмя элементами (СУМ УГ, УГ, sin УГ и элемента, генерирующего частоту $n2 \cdot f_a$). На второй вход СУМ через усилитель Ус3 с коэффициентом передачи $2\pi K/m$ подается из точки выхода сигнала состояния AkLSB1 (дополнительный сигнал компенсации ПД).

Анализ процессов на выходе СУМ ИФД показывает, что они имеют сложный характер, зависят от множества параметров СЧ_{PLL}. Получить какие-либо закономерности возможно лишь, проведя моделирование СЧ с использованием какой-либо системы компьютерной математики. В подсистеме блочного моделирования SIMULINK системы компьютерной математики MATLAB8 [10] промоделирован СЧ_{PLL} с ДДПКД в синхронном режиме для случая $f_c = (Rn2/m) \cdot f_R$. Параметры СЧ_{PLL} выбирались следующие: $m = 256$, $n2 = K = 16$, $f_R = 320$ МГц, $R = 31, 32, 63, 64, 127, 128$.

Основной целью моделирования является определение зависимости уровня постоянной составляющей сигнала на выходе СУМ ИФД (рис. 3) от запаздывания сигнала УГ (выявление формы характеристики суммы ИФД). При моделировании СЧ_{PLL} в этом режиме кольцо ИФАПЧ размыкалось на входе ФНЧ, УГ заменялся на генератор синусоидального сигнала (ГСС) из библиотеки Simulink с частотой f_c , а в цепь между ГСС и делителем на $n2$ ставился элемент задержки (линия задержки из библиотеки Simulink) со значением времени задержки τ .

Зависимости постоянной составляющей U на выходе суммы ИФД, деленной на 16, от нормированного времени запаздывания сигнала УГ – $\tau/T_{УГ}$ ($T_{УГ} = 1/f_c$) приведены на рисунке 4 (I_{LIN} – значение (рабочего) раствора характеристики суммы ИФД в секундах). Данные зависимости являются периодическими по параметру $\tau/T_{УГ}$ со значением равным K и при R кратных m двухзначными.

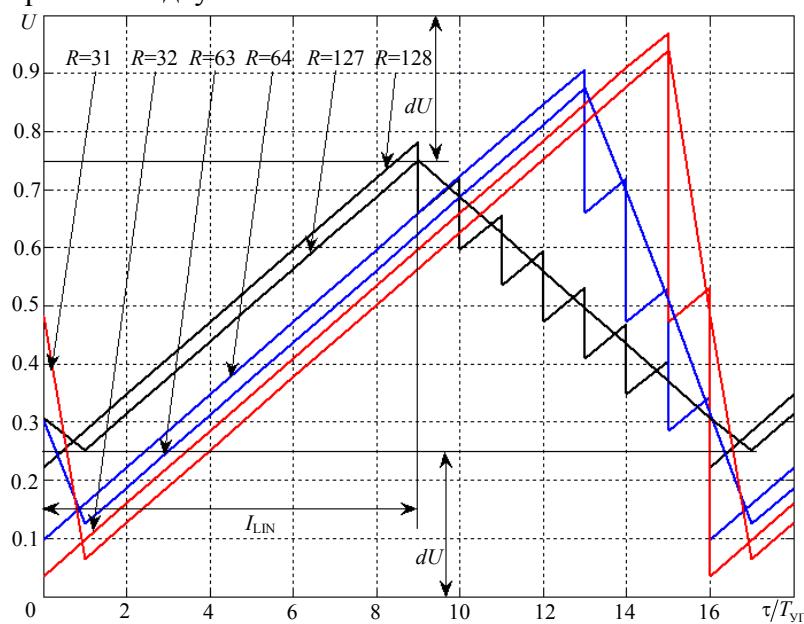


Рис. 4. Зависимости постоянной составляющей на выходе ИФД от нормированного времени запаздывания сигнала УГ

Анализ зависимостей, представленных на рисунке 4, позволяет сделать вывод, что максимальное, минимальное значения U и форма характеристики суммы ИФД зависят от отношения R/m , крутизна положительного (рабочего) наклона характеристики суммы ИФД не зависит от величины R/m .

Проведенные исследования СЧ_{PLL} для случая $K = 8, 16$ и $R/m \leq 0,5$ показали, что размах нормированного напряжения на выходе суммы ИФД варьируется от dU до $(1-dU)$ (при этом $dU = (1/2K) \cdot (KR/m - 1)$ для случаев $m/R = 2, 4, 8, 16, \dots$, $KR/m \geq 1$). В других случаях справедливо приближенное соотношение $dU \approx 0,5R/m$.

Несимметричность треугольной характеристики суммы ИФД можно представить в виде $\vartheta = 2(I_{\text{LIN}}/K - 0,5) = 2[0,5 - (R/m - 1/K)]$ для случаев $m/R = 2, 4, 8, 16, \dots$, $KR/m \geq 1$ и $\vartheta \approx 2[0,5 - R/m]$ в иных случаях.

Определим уровень ПД в СЧ_{PLL}. Известно, что импульсные последовательности на выходах Ak_MSB периодичны с периодом m/f_R и характеризуются средней частотой $f_a = (R/m) \cdot f_R$ (f_R – частота тактирования аккумуляторов). Последовательности имеют недопустимо высокий уровень нежелательных ПД с частотой $f_{\text{ПД}} = f_R/m$ и ее гармониками, поэтому для их уменьшения целесообразно применять специальные меры, указанные ранее. Сравнение результатов моделирования системы ИФАПЧ (рис. 1) и СЧ_{PLL} (рис. 3) в подсистеме SIMULINK математической системы MATLAB8 [10] при $K_{ifd}(k)=1$ для случая $k=1, 2, \dots, 32$ выявило полную идентичность сигнала U_{IFD} и сигнала на выходе СУМ, деленного на величину $2\pi K$.

Проанализируем процессы возникновения ПД и снижения уровня ПД. Импульсные последовательности с выходов AkMSB (рис. 3) обладают свойствами:

1) последовательности являются точными копиями импульсной последовательности с выхода AkMSB1, при этом абсолютная задержка импульсной последовательности с выхода AkMSB1 относительно импульсной последовательности с выхода AkMSB k определяется следующим выражением

$$T_{\text{ЗАД}_A}(i) = \frac{i \cdot m}{\alpha K} T_R, \quad (2)$$

где $T_R = 1/f_R$; $\alpha = 1$ для R нечетных или α – максимальное число кратное 2, на которое делится R ; число $i = \overline{1, 31}$ достаточно сложным образом связано с номером AkMSB k и только для некоторых чисел R можно записать $i = k - 1$;

2) под усредненной импульсной последовательностью (УИП) будем понимать идеальную импульсную последовательность с периодом $T_C = m/Rf_R$ (импульсные последовательности с выхода AkMSB k равны их УИП с учетом фазовых «флуктуаций»), тогда относительная задержка УИП с выхода AkMSB1 по УИП с выхода AkMSB k определяется выражением

$$T_{\text{ЗАД}_A}(k) = \frac{m}{KR} T_R(k-1). \quad (3)$$

Абсолютную задержку $T_{\text{ЗАД}_A}(i)$ можно определить, решая уравнения первого порядка вида

$$\text{mod}\left[T_{\text{ЗАД}_A}(i), \frac{m}{KR} T_R\right] = \frac{m}{KR} T_R(k-1), \quad (4)$$

где $k = \overline{2, K}$ – номер AkMSB; $\text{mod}[x, y]$ – функция вычисления остатка от целочисленного деления x на y .

Примеры расчета $T_{\text{ЗАД}_A}(i)/(1024 \cdot T_R)$ для случая $na = 15$, $K = 32$ с помощью выражения (4) с применением встроенной функции ChineseRemainder системы компьютерной математики Wolfram Mathematica [13] приведены в таблице 1.

Таблица 1. Примеры расчета $T_{\text{ЗАД}_A}(i)/(1024 \cdot T_R)$

R	k								
	2	3	4	5	...	29	30	31	32
8449	1	2	3	4	...	28	29	30	31
8453	13	26	7	20	...	12	25	6	19

Результаты анализ данных таблицы 1 показывают, что для случая $R = 8453$ величина абсолютной задержки импульсных последовательностей с выходов аккумуляторов АкMSB k сложным образом связана с номером аккумулятора АкMSB k .

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в данной работе приведены результаты моделирования системы ИФАПЧ с неодинаковыми частотами тактирования в системе MATLAB. Предложена структурная схема СЧ с ДДПКД, управляемым ДСМ и использующими множества накапливающих сумматоров и множества ИФД. Проанализированы зависимости постоянной составляющей на выходе ИФД от нормированного времени запаздывания сигнала УГ, а также процессы возникновения ПД и возможности снижения уровня ПД.

ЛИТЕРАТУРА

1. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. – М.: Радио и связь, 2010. – 328 с.
2. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Романов С.К., Тихомиров М.Н. Помехи дробности в синтезаторах с делителями частоты, управляемыми дельта-сигма модуляторами // Телекоммуникации. – 2012. – № 5. – С. 38–42.
3. Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V., Fortunova N.A. Calculation of interference spectrum in frequency synthesizers split mismatch charging pump currents // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINCHROINFO 2024). – Vyborg, Russia: IEEE Digital library, 2024. – С. 247–253.
4. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.
5. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В. Моделирование структуры импульсно-фазовой автоподстройки частоты для формирования сигналов с угловой модуляцией // Теория и техника радиосвязи. – 2024. – № 2. – С. 45–57.
6. Леньшин А.В., Романов С.К. Интермодуляционные помехи в синтезаторах частот дробно-переменными делителями частоты // Вестник Воронежского института МВД России. – 2011. – № 2. – С. 19–24.
7. Banerjee D. PLL Performance, Simulation and Design. – 5-th Edition. – Texas Instruments, 2017. – 492 p.
8. Леньшин А.В., Лебедев В.В., Губарь М.Н. Методология разработки программного обеспечения для оценки функционирования бортовых комплексов средств связи // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXIX Международной НТК, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ (г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.): в 5 т. Т. 2. / ВГУ; АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж: ИД ВГУ, 2023. – С. 33–44.
9. Коротков А.С., Леньшин А.В. Моделирование характеристик синтезаторов частот с каналами компенсации фазовых искажений для комплексов средств связи // Телекоммуникации. – 2024. – № 10. – С. 19–30.
10. Дьяконов В.П. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров. – М.: ДМК Пресс, 2023. – 977 с.
11. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.

12. Романов С.К., Радько Н.М. Линейная импульсная модель для определения спектра помех в синтезаторах частот с цифровым фазовым детектором // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. – 1992. – Вып. 5. – С. 86–91.
13. Иванов О.А., Фридман Г.М. Дискретная математика: учебник для вузов. – СПб: Питер, 2020. – 352 с.

REFERENCES

1. Romanov S.K., Tikhomirov N.M., Lenshin A.V. Pulse-phase auto-tuning systems in frequency synthesis and stabilization devices. – Moscow: Radio and Communications, 2010. – 328 p.
2. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Tikhomirov M.N. Fractional interference in synthesizers with frequency dividers controlled by delta-sigma modulators // Telecommunications. – 2012. – No. 5. – Pp. 38–42.
3. Lenshin A.V., Tikhomirov V.N., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V., Fortunova N.A. Calculation of interference spectrum in frequency synthesizers split mismatch charging pump currents // 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINCHROINFO 2024). – Vyborg, Russia: IEEE Digital library, 2024. – C. 247–253.
4. Levin V.A., Malinovsky V.N., Romanov S.K. Frequency synthesizers with a pulse-phase frequency auto-tuning system. – Moscow: Radio and Communications, 1989. – 232 p.
5. Lenshin A.V., Tikhomirov N.M., Shatalov E.V. Modeling the structure of pulse-phase frequency auto-tuning for the formation of signals with angular modulation // Theory and technology of radio communication. – 2024. – No. 2. – Pp. 45–57.
6. Lenshin A.V., Romanov S.K. Intermodulation interference in frequency synthesizers by fractional-variable frequency dividers // Bulletin of the Voronezh Institute of the Ministry of Internal Affairs of Russia. – 2011. – No. 2. – Pp. 19–24.
7. Banerjee D. PLL Performance, Simulation and Design. – 5-th Edition. – Texas Instruments, 2017. – 492 p.
8. Lenshin A.V., Lebedev V.V., Gubar M.N. Methodology of software development for evaluating the functioning of on-board communication systems // Radar, navigation, communications: proceedings of the XXIX International Scientific and Technical Conference dedicated to the 70th anniversary of the Department of Radiophysics of VSU (Voronezh, April 18–20, 2023): in 5 vols. Vol. 2. / VSU; JSC Concern Constellation. – Voronezh: VSU Publishing House, 2023. – Pp. 33–44.
9. Korotkov A.S., Lenshin A.V. Modeling the characteristics of frequency synthesizers with phase distortion compensation channels for communication complexes // Telecommunications. – 2024. – No. 10. – Pp. 19–30.
10. Dyakonov V.P. MATLAB and SIMULINK for radio engineers. – M.: DMK Press, 2023. – 977 p.
11. Tikhomirov N.M., Romanov S.K., Lenshin A.V. Formation of FM signals in synthesizers with auto-tuning. – Moscow: Radio and Communications, 2004. – 210 p.
12. Romanov S.K., Radko N.M. Linear pulse model for determining the interference spectrum in frequency synthesizers with a digital phase detector // Communications equipment. Ser. Radio communication technology. – 1992. – Issue 5. – Pp. 86–91.
13. Ivanov O.A., Friedman G.M. Discrete mathematics: textbook for universities. – St. Petersburg: Peter, 2020. – 352 p.

АНАЛИЗ ОСНОВНЫХ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ РАСТЕКАНИЮ ТОКА ЗАЗЕМЛИТЕЛЯ НА ОБЪЕКТАХ ИНФОРМАТИЗАЦИИ.

Н. Н. Енин, А. В. Акишин, Р. К. Шостак, А. Д. Подсвицов, Р. А. Сагалаев

КВВУ им. генерала армии С.М.Штеменко, г. Краснодар, Россия

Аннотация. В данной статье рассмотрены известные способы измерения сопротивления растеканию тока заземлителей на объекте, такие как компенсационный метод, мостовой метод, метод амперметра-вольтметра и произведен их анализ в результате которого выявлены их достоинства и недостатки.

Ключевые слова: сопротивление растеканию тока заземлителей, мост Уитстона, блюздающие токи.

ANALYSIS OF THE MAIN METHODS FOR MEASURING LEAKAGE CURRENT RESISTANCE OF GROUNDING ELECTRODES IN INFORMATION TECHNOLOGY FACILITIES.

N. N. Enin, A. V. Akishin, R. K. Shostak, A. D. Podsvirov, R. A. Sagalaev

Krasnodar Higher Military School named after General of the Army S.M. Shtemenko
(KHMS), Krasnodar, Russia

Abstract. This article reviews well-known methods for measuring the leakage current resistance of grounding electrodes at a facility, such as the compensation method, bridge method, ammeter-voltmeter method, and analyzes them to identify their advantages and disadvantages.

Keywords: ground electrode leakage current resistance, Wheatstone bridge, stray currents.

1. ВВЕДЕНИЕ

Проблематика. В современном мире возросла опасность утечки информации по техническим каналам. Одним из таких каналов является штырь заземлителя воткнутый в грунт. Также не менее важной проблемой является дороговизна и сложность проведения измерений растекания тока заземлителя, методами применяемыми в ВС РФ.

Цель статьи – определить наиболее эффективные методы измерения сопротивления растеканию тока заземлителей на объекте.

Что такое сопротивление растеканию электрического тока? Сопротивление заземления (сопротивление растеканию электрического тока) определяется как величина "противодействия" растеканию электрического тока в земле, поступающего в неё через заземлитель.

2. Основной текст

Существуют три основных способа измерения сопротивления заземления:

1. Компенсационный метод. [1,3]
2. Мостовой метод. [1,3]
3. Метод амперметра –вольтметра. [1,3]

Компенсационный метод – данный метод измерения заключается в создании помимо основной, дополнительной цепи тока в земле на специальном калиброванном

сопротивлении. При этом схема выполнена так, что по калиброванному сопротивлению протекает такой же ток, как и в земле. Благодаря этому, изменением величины калиброванного сопротивления можно добиться такого положения, что падение напряжения на этом заранее известном калиброванном сопротивлении будет таким же, как и на участке растекания тока в земле. Данный метод относится к профессиональным, отличается повышенной точностью и возможностью протоколирования результатов, при условии применения поверенных приборов для замера сопротивления изоляции заземления.

Алгоритм проведения измерений компенсационным методом:

1. Обесточиваются элементы заземления и металлоконструкции, отключив их от главной заземляющей шины ГЗШ.
2. Собирается измерительная схема (рисунок 1) или берется необходимое оборудование.
3. В землю вбиваются по прямой два дополнительных стержня-заземлителя на расстоянии 20 и 40 метров соответственно от основного контура заземления.
4. Данные стержни подключаются определенным образом к элементам схемы или оборудования.
5. На измерительную схему подается напряжение или включается имеющееся оборудование.
6. Проводится подбор калиброванного сопротивления.
7. Вычисляется искомое сопротивление заземления.

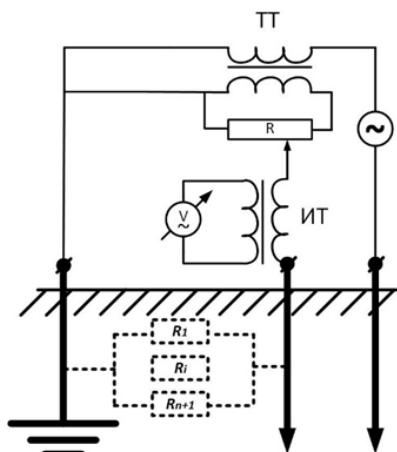


Рис. 1. Электрическая схема компенсационного метода

Преимущества:

1. Высокая точность измерений.
2. Устойчивость к электромагнитным помехам. Метод менее чувствителен к внешним электромагнитным полям и помехам, что особенно важно при проведении измерений в сложных электромагнитных условиях.
3. Возможность протоколирования результатов.
4. Отсутствие тока в нулевом индикаторе при сбалансированной схеме. В силу этого отсутствует ток и в зонде и поэтому 'безразлична величина сопротивления зонда и индикатора'.

Недостатки:

1. Необходимость использования приборов высокой точности.
2. Необходимость калибровки. Компенсационные приборы нуждаются в регулярной калибровке и техническом обслуживании, что может увеличить затраты и время на проведение измерений.
3. Сложность при сборке измерительной схемы

4. Необходимость обучения персонала. Операторы должны быть хорошо обучены для работы с компенсационными системами, что требует дополнительного времени.

Мостовой метод – это способ измерение сопротивления растеканию тока заземлителей при помощи моста Уитстона.

Мост Уитстона [2] - устройство измерения сопротивления методом сравнения измеряемой величины с образцовой мерой; выполнен по схеме мостовой цепи, в измерительную диагональ которой включен нуль- индикатор или измерительный прибор (обычно гальванометр).

Нуль-индикатор в мостовой схеме — это прибор, который показывает, когда мост сбалансирован, то есть, когда разность потенциалов между двумя точками моста равна нулю. На шкале нуль-индикатора отмечено только одно число - ноль. Прибор отклоняет стрелку в ту или иную сторону, в зависимости от направления тока в измерительной диагонали моста.

При измерении весьма малых сопротивлений рассматриваемый мост имеет большие погрешности из-за низкой чувствительности. Повышение чувствительности увеличением тока питания ограничивается допустимой мощностью, рассеиваемой в плечах моста.

Алгоритм проведения измерений мостовым методом:

1. Определяется приблизительное сопротивление заземления, для подбора измерительного плеча с образцовым сопротивлением.

2. В землю вбиваются по прямой два дополнительных стержня-заземлителя (вспомогательный электрод и зонд) на расстоянии 20 и 40 метров соответственно от основного контура заземления.

3. Собирается измерительная схема (рисунок 2) или берется необходимое оборудование.

4. Производят три измерения сопротивлений, путем балансировки измерительного плеча моста: при первом в измерительное плечо моста включают цепь - заземлитель + вспомогательный электрод, при втором - цепь заземлитель + зонд, а при третьем - цепь зонд + вспомогательный электрод.

5. Вычисляется искомое сопротивление заземления.

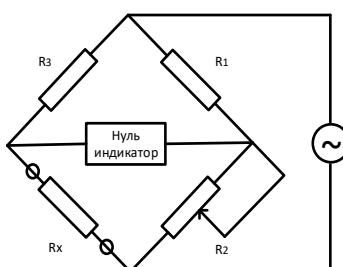


Рис. 2. Электрическая схема компенсационного метода

Преимущества:

1. Вычисляется искомое сопротивление заземления.

2. Снижение влияния контактного сопротивления:

Поскольку мостовой метод позволяет выполнять измерения по принципу "сравнения", он менее подвержен влиянию контактного сопротивления.

Недостатки:

1. Необходимость проведения нескольких замеров

2. Необходимость использования приборов высокой точности.

3. Сильное влияние ближайших токов на результат измерений.

Метод амперметра-вольтметра (трехпроводный) – это способ измерение сопротивления растеканию тока заземлителей при помощи использования известного соотношения $R=U/I$, являющегося математическим выражением закона Ома. В формуле R – сопротивление участка электрической цепи, на котором при протекании тока I происходит падение напряжения U . Чтобы определить сопротивление заземлителя, надо пропустить через него определенный ток и измерить падение напряжения на участке растекания. После этого произвести простое вычисление по формуле. Для качественного измерения данным способом он должен соответствовать следующим требованиям: источник довольно значительного по величине тока (десятки ампер) с хорошей стабилизацией, чтобы обеспечить возможность снятия показаний двух приборов: амперметра и вольтметра; вольтметр должен иметь достаточно большое внутреннее сопротивление.

Алгоритм проведения измерений методом амперметра-вольтметра:

1. Собирается измерительная схема (рисунок 3).
2. В землю вбиваются по прямой два дополнительных стержня-заземлителя на расстоянии 20 и 40 метров соответственно от основного контура заземления.
3. Проводится замер падения напряжения на искомом участке заземления.
4. Проводится замер силы тока, протекающей на измеряемом участке заземления.
5. Вычисляется сопротивление заземления по формуле.

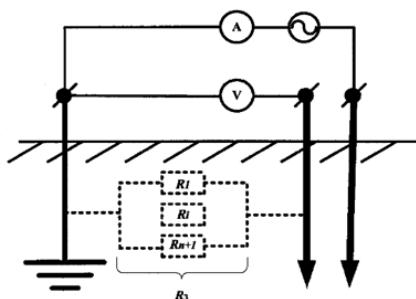


Рис. 3. Электрическая схема метода амперметра-вольтметра (трехпроводного).

Преимущества:

1. Доступность. Такие измерительные приборы как амперметр и вольтметр доступны и имеются у многих.
2. Легкость сборки измерительной схемы, достигаемая малым количеством элементов.
3. Оперативность, достигаемая получением результатов измерения напрямую.
4. Вариативность. Метод подходит для выполнения измерений в различных условиях (например, в полевых – при наличии ограниченного доступа к оборудованию).
5. Широкий спектр применения. Метод может использоваться для измерения сопротивления различных заземляющих систем, включая как одиночные, так и сложные цепи.

Недостатки:

1. Низкая точность, при измерении малых сопротивлений. Для того чтобы получить достаточно точные результаты измерений, нужен источник довольно значительного по величине тока (десятки ампер) с хорошей стабилизацией.
2. Электрические помехи. При наличии электромагнитных помех или шумов в сети результаты могутискажаться, что требует дополнительных мер для фильтрации.

3. Проведение измерений во время работы. Метод требует, чтобы система находилась под нагрузкой, что может не всегда быть безопасным или допустимым.

4. Погрешность. Большой ток может явиться источником дополнительной погрешности, так как при большой плотности переменного тока происходит возрастание полного сопротивления стальных проводников по сравнению с сопротивлением этих же проводников постоянному току.

5. Вольтметр должен иметь достаточно большое внутреннее сопротивление.

В настоящее время для гражданского и военного применения зачастую используют приборы, реализующие методику амперметра-вольтметра и осуществляющие измерения сопротивления несколькими способами, такими как: двухпроводный, трехпроводный, четырёхпроводный. В Вооружённых Силах Российской Федерации чаще всего используют трехпроводный способ, который описан выше, так как он наиболее оптимален для произведения замеров. Однако бывает, что производят замеры как двухпроводным способом, так и четырёхпроводным. Данные способы одинаковы по принципу измерения и имеют общие как для метода амперметра-вольтметра плюсы и минусы, описанные ранее. Но между ними существует одно главное различие, заключающееся в количестве используемых проводников, от чего их точность сильно разнится. Рассмотрим следующие методы, используя для построения схем типичное расположение клемм измерителей заземления. Далее в схемах: Т1 – клемма для подключения токового провода к заземлителю, П1 – клемма для подключения потенциального провода к заземлителю, Т2 – клемма для подключения провода к токовому штырю, П2 – клемма для подключения провода к потенциальному штырю.

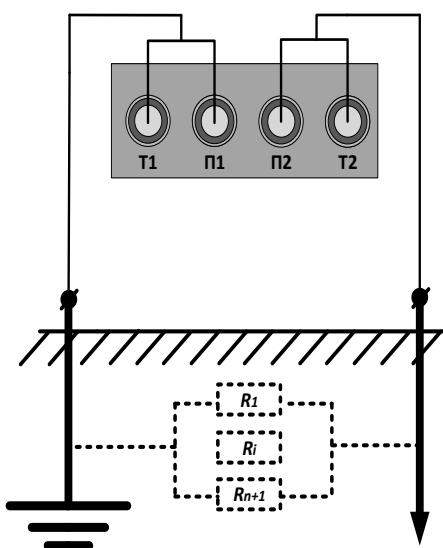


Рис. 4. Электрическая схема метода амперметра-вольтметра(двухпроводного).

В данном способе (рис.4) при измерениях пары клемм Т1,П1 и Т2,П2 будут замкнуты перемычкой. От пары клемм Т1,П1 провод подключается к шине заземления, а от пары клемм Т2,П2 к дополнительному стержню-заземлителю, закопанному в землю. Самым большим недостатком данного метода является его очень низкая точность, обусловленная использованием перемычек, малого количества проводов и всего лишь одного дополнительного стержня-заземлителя. Данный метод даже отсутствует в списке рекомендованных по ГОСТ Р 50571.16-2007.

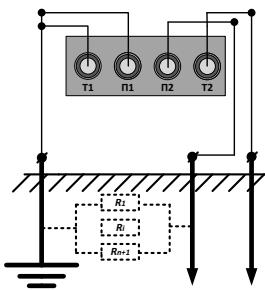


Рис. 5. Электрическая схема метода амперметра-вольтметра (четырехпроводного).

При использовании четырехпроводного способа (рис.5) от клемм Т1, П1 измерительного прибора к заземлителю идут раздельные провода, которые соединяются только непосредственно на клеммах заземления. В отличии от двухпроводного и трехпроводного способа, использование раздельных проводов позволяет значительно уменьшить погрешность, так как по проводу, идущим от клеммы П1 до отдельной точки измерения заземления течет пренебрежимо малый ток (не более единиц миллиампер), а значит его сопротивление не сильно влияет на измерения.

Далее будет предложен принципиально новый метод измерения сопротивления растеканию тока заземлителей – метод использования вспомогательного потенциального электрод, выполненного из материала, обеспечивающего максимальную внешнюю контактную разность потенциалов по отношению к заземлению [4]. Способ измерения сопротивления растеканию тока данным методом, заключается в том, что на некотором расстоянии от измеряемого заземления монтируется в землю вспомогательный потенциальный электрод из материала, образующего пару по отношению к заземлителю с максимальной разностью потенциалов. Напряжение на зажимах измеряют вольтметром и запоминают. Параллельно вольтметру на зажимы подключается последовательно цепь из высокоомного нагрузочного сопротивления и амперметра. Измеряют ток и его значение запоминают. По формуле закона Ома для полной цепи вычисляют искомое сопротивление.

Фрагмент данных о попарной разности потенциалов для разнородных материалов представлен в таблице 1.

Таблица 1. Фрагмент данных о попарной разности потенциалов для разнородных материалов

Таблица электрохимических потенциалов (мВ), возникающих между соединенными проводами, клеммами и т.д. (проводниками)							
Металл	Медь и ее сплавы	Алюминий	Сталь мягкая	Нерж. сталь	Цинк	Серебро	Углерод (графит)
Медь и ее сплавы	0						
Алюминий	0,65	0					
Сталь мягкая	0,45	0,20	0				
Нерж. сталь	0,10	0,55	0,35	0			
Цинк	0,85	0,20	0,40	0,75	0		
Серебро	0,25	0,90	0,70	0,35	1,10	0	
Углерод (графит)	0,35	1,00	0,80	0,45	1,20	0,10	0

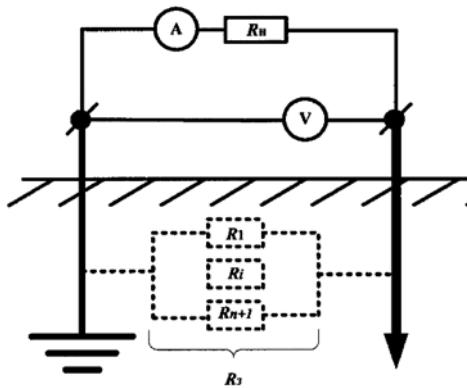


Рис. 6. Электрическая схема метода с использованием вспомогательного потенциального электрода, выполненного из материала, обеспечивающего максимальную внешнюю контактную разность потенциалов.

Алгоритм проведения измерений методом с использованием вспомогательного потенциального электрода, выполненного из материала, обеспечивающего максимальную внешнюю контактную разность потенциалов:

1. Устанавливается вспомогательный потенциальный электрод, выполненный из материала, обеспечивающий максимальную внешнюю контактную разность потенциалов по отношению к заземлению.

2. Собирается измерительная схема (рисунок 6).

3. Определяется внешняя контактная разность потенциалов с помощью вольтметра с высоким внутренним сопротивлением.

4. Определяется сила тока, протекающая по контуру с нагрузочным сопротивлением.

5. Рассчитывается сопротивление заземление по формуле.

Преимущества:

1. Доступность. Такие измерительные приборы как амперметр и вольтметр доступны и имеются у многих.

2. Легкость сборки измерительной схемы, достигаемая малым количеством элементов.

3. Оперативность, достигаемая получением результатов измерения напрямую.

4. Вариативность. Метод подходит для выполнения измерений в различных условиях (например, в полевых – при наличии ограниченного доступа к оборудованию).

5. Широкий спектр применения. Метод может использоваться для измерения сопротивления различных заземляющих систем, включая как одиночные, так и сложные цепи.

Недостатки:

1. Относительно низкая точность.

2. Коррозия металлов. При особо длительном измерении сопротивления данным методом вспомогательный электрод может подвергаться коррозии, вследствие чего его необходимо очищать или менять.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Вывод: рассмотренные основные методы играют ключевую роль в измерении сопротивления растеканию тока заземлителей на военных и гражданских объектах. На них собраны десятки приборов, сделано бесчисленное множество замеров. Такие методы как компенсационный и мостовой уже становятся неактуальными, ввиду громоздкости конструкций и их характеристик. Метод амперметра-вольтметра на

данный момент является наиболее популярным, из-за его простоты в реализации и применении. Однако новый предложенный метод по сравнению со всеми предыдущими обладает рядом преимуществ (например, еще большая компактность, даже по сравнению с методом амперметра-вольтметра), что делает его на сегодняшний момент наиболее актуальным и перспективным.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гомберг А. Е. Измеритель заземления. / Гомберг А. Е.- М.-Л. : Госэнергоиздат, 1961. - 40 с. с черт. (Б-ка электромонтера. Вып. 60). Текст : непосредственный.
2. Ишлинский А. Ю. Большой энциклопедический политехнический словарь. // Москва : Большая Российская энциклопедия, 2000. - 656 с. Текст : непосредственный.
3. Электроустановки низковольтные. Часть 6. Испытания. ГОСТ Р 50571. 16— 2007. Дата введения 2009-01-01. – Москва : Стандартинформ, 2012. – Текст : электронный // Электронный фонд правовых и нормативно-технических документов. URL: <https://docs.cntd.ru/document/1200067415>, 26.09.2024.
4. Гусев А.П. Способ измерения сопротивления растеканию тока. /Гусев А.П., Стародубцев Г.Ю., Стародубцев П.Ю., Сорокин М.А., Стародубцев Ю.И., Осипов П.А. // Патент № RU 2617563 МПК G01R27/20. Дата опубликования: 25.04.2015. – Текст : электронный // URL: <https://www.fips.ru/iiss/document.xhtml?faces-redirect=true&id=dba2ed99f14473ab224888bd462f8463>.
5. Акишин А. В., Вершенник А. В., Вершенник Е. В. Способ многоканального непрерывного контроля и прогнозирования сопротивления растеканию тока заземлителей на объекте Патент № 2702851 С1 Российская Федерация, МПК G01R 27/20. : № 2019108330 : заявл. 21.03.2019 : опубл. 11.10.2019 /,— EDN PSIBTT.
6. Акишин А. В. Свидетельство о государственной регистрации базы данных № 2019620615 Российской Федерации. База данных значений сопротивления растеканию тока заземляющих устройств : № 2019620516 : заявл. 04.04.2019 : опубл. 16.04.2019 – EDN DZEBLO.
7. Акишин А. В. Свидетельство о государственной регистрации базы данных № 2019620556 Российской Федерации. Результаты статистической обработки данных о сопротивлении растекания тока заземляющих устройств : № 2019620434 : заявл. 29.03.2019 : опубл. 10.04.2019 – EDN XEFSBL.
8. Акишин А. В. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2019614975 Российской Федерации. Программное средство обработки экспериментальных данных о сопротивлении растеканию тока заземляющих устройств : № 2019613344 : заявл. 29.03.2019 : опубл. 16.04.2019 – EDN MNRUNN.
9. Бородин А. М., Енин Н. Н., Углов А. Е. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024617023 Российской Федерации. Специальное программное обеспечение автоматизации контроля за событиями информационной безопасности : № 2024615656 : заявл. 19.03.2024 : опубл. 27.03.2024 / – EDN NAOVXO.

REFERENCES

1. Gomberg A.E. Grounding Measurement Device. / Gomberg A.E. - Moscow-Leningrad: Gosenergoizdat, 1961. - 40 p. with drawings. (Electrician's Library. Issue 60). Text: direct.
2. Ishlinsky A.Yu. Great Encyclopedic Polytechnic Dictionary. // Moscow: Big Russian Encyclopedia, 2000. - 656 p. Text: direct.
3. Low-voltage electrical installations. Part 6. Testing. GOST R 50571.16-2007. Date of introduction 2009-01-01. – Moscow: Standartinform, 2012. – Text: electronic // Electronic

Fund of Legal and Normative Technical Documents.

URL: <https://docs.cntd.ru/document/1200067415>, 26.09.2024.

4. Gusev A.P. Method for measuring soil resistivity. / Gusev A.P., Starodubtsev G.Y., Starodubtsev P.Y., Sorokin M.A., Starodubtsev Y.I., Osipov P.A. // Patent No. RU 2617563 IPC G01R27/20. Publication date: April 25, 2015. – Text: electronic // URL: <https://www.fips.ru/iiss/document.xhtml?faces-redirect=true&id=dba2ed99f14473ab224888bd462f8463>.
5. Akishin A.V., Vershennik A.V., Vershennik E.V. Method for multichannel continuous monitoring and prediction of ground resistance in an object. Patent No. 2702851 C1 Russian Federation, IPC G01R 27/20.: No. 2019108330: filed March 21, 2019: publ. October 11, 2019 / - EDN PSIBTT.
6. Akishin A.V. Certificate of state registration of the database No. 2019620615 Russian Federation. Database of values of soil resistivity of grounding devices: No. 2019620516: filed April 4, 2019: publ. April 16, 2019 - EDN DZEBLO.
7. Akishin A.V. Certificate of state registration of the database No. 2019620556 Russian Federation. Results of statistical processing of data on soil resistivity of grounding devices: No. 2019620434: filed March 29, 2019: publ. April 10, 2019 - EDN XEFSBL.
8. Akishin A.V. Certificate of state registration of a computer program No. 2019614975 Russian Federation. Software tool for processing experimental data on soil resistivity of grounding devices: No. 2019613344:29, filed March 29, 2019: publ. April 16, 2019 - EDN MNRUNN.
9. Borodin A.M., Enin N.N., Uglov A.E. Certificate of state registration of a computer program No. 2024617023 Russian Federation. Special software for automating control over information security events: No. 2024615656: filed March 19, 2024: publ. March 27, 2024 / - EDN NAOVXO.

ГЕТЕРОГЕННЫЕ СЕТИ 5G NEW RADIO: АРХИТЕКТУРА И КЛЮЧЕВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

О. И. Пугачев, В. О. Осипова

МИРЭА - Российский технологический университет (РТУ МИРЭА), Москва, Россия

Аннотация. Для достижения целей по скорости передачи данных, пропускной способности и задержке в сетях 5G необходима гетерогенная сетевая архитектура, работающая как единая интегрированная среда. Эти адаптивные сети используют различные технологии радиодоступа, частотные диапазоны (FR1 и FR2) и топологии покрытия для оптимизации производительности в различных условиях нагрузки. В этой статье рассматриваются ключевые архитектурные элементы гетерогенных сетей 5G New Radio (NR), в том числе интеграция макро- и микросотов, а также использование формирования луча для решения проблем на миллиметровых частотах. В статье также описываются определяющие функциональные характеристики гетерогенных сетей 5G, такие как расширенная мобильная широкополосная связь, сверхнадёжная связь с низкой задержкой и массовая связь машинного типа.

Ключевые слова: 5G New Radio, мобильные сети связи, диапазон частот, соты.

HETEROGENEOUS 5G NEW RADIO NETWORKS: ARCHITECTURE AND KEY FEATURES

O. I. Pugachev, V. O. Osipova

MIREA - Russian Technological University (RTU MIREA), Moscow, Russia

Abstract. To achieve the goals of data transfer speed, bandwidth, and latency in 5G networks, a heterogeneous network architecture operating as a single integrated environment is needed. These adaptive networks use various radio access technologies, frequency ranges (FR1 and FR2), and coverage topologies to optimize performance under various load conditions. This article examines the key architectural elements of heterogeneous 5G New Radio networks, including the integration of macro and micro frequencies, as well as the use of beamforming to solve problems at millimeter frequencies. The document also describes the defining functional characteristics of heterogeneous 5G networks, such as enhanced mobile broadband, ultra-reliable low-latency connectivity, and mass machine-type connectivity.

Keywords: 5G New Radio, mobile communication networks, frequency range, cells.

1. ВВЕДЕНИЕ

Сети пятого поколения представляют собой новый этап в развитии мобильных технологий, предлагая значительные улучшения в скорости передачи данных, пропускной способности и задержках. Однако для достижения этих целей требуется инновационная сетевая архитектура, способная эффективно работать в различных условиях нагрузки. В данной статье рассматриваются основные архитектурные элементы и ключевые характеристики гетерогенных сетей 5G, которые позволяют гетерогенным сетям 5G адаптироваться к различным сценариям использования и обеспечивать высокое качество услуг в условиях растущего спроса.

2. ГЕТЕРОГЕННЫЕ СЕТИ 5G

Гетерогенные сети 5G — это сети, объединяющие в себе множество различных сетей. Они функционируют как единая интегрированная среда, которая позволяет

обеспечивать потенциальные характеристики сетей 5G, такие как скорость передачи данных, емкость и задержки мобильной связи.

Использование различных стандартов радиосвязи, диапазонов частот и топологий покрытия позволяет гетерогенным сетям эффективно адаптироваться к изменяющимся условиям. В таких сетях размеры сот зависят от величины нагрузки, что позволяет обеспечивать высокое качество услуг.

Современная гетерогенная сеть представляет собой иерархическую структуру сот, имеющих различный размер (рисунок 1). Она включает в себя макросоты, обеспечивающие бесшовное покрытие и мобильность, а также малые соты (пикосоты, фемтосоты и др.). При этом соответствующее оборудование доступа имеет низкую мощность и позволяет увеличить емкость системы.

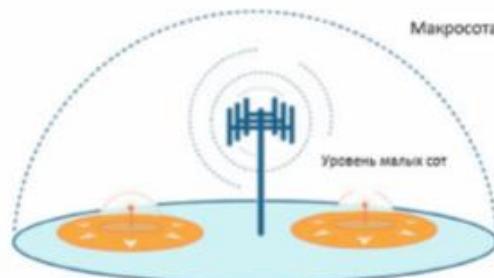


Рис. 1. Иерархическая структура сот.

Функциональными особенностями гетерогенных сетей пятого поколения являются:

- усовершенствованный мобильный широкополосный доступ (eMBB);
- сверхнадёжная передача сведений с низкой задержкой (ULLRC);
- массивные системы межмашинной связи (mMTC).

На основе этих особенностей формируются функциональные возможности гетерогенных сетей IMT2020 (5G), представленные на рисунке 2:



Рис. 2. Функциональные возможности гетерогенных сетей.

Стандарт сотовой связи пятого поколения 5G NR впервые опубликован в 3GPP Release. Все полосы частот разделены на два частотных диапазона:

- стандарты FR1 (Frequency Ranges) (частоты до 6 ГГц) предназначены для построения макросетей. Назначению сетей FR1 аналогично сотовым сетям предыдущих поколений (2G–4G);

- стандарты FR2 (частоты от 24 ГГц и выше миллиметровые волны) используют миллиметровые волны, не применявшиеся ранее в системах сотовой связи.

Для стандарта FR1 ширина радиоканала может составлять 5, 10, 15, 20, 25, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90 и 100 МГц, для стандарта FR2 – 50, 100, 200 и 400 МГц. Применение широкополосных каналов до 400 МГц позволяет достигнуть высоких скоростей передачи в радиоинтерфейсе. Однако на высоких частотах нельзя построить соты, сопоставимые по размерам с существующими. Консорциум 3GPP предложил следующие технические решения данной проблемы:

- применение технологии Beamforming, позволяющей передавать беспроводной сигнал в направлении принимающего устройства, а не распространять его в разных направлениях. В результате направленной передачи увеличивается дальность действия и уменьшается интерференция;

- применение гетерогенных сетей, который организуется с помощью множества пико- и фемтосотов (mmWave) для точечного сверхскоростного радиопокрытия на отдельно взятых объектах. Малые соты работают внутри макро- и микросотов.

Вариант гетерогенной сети, предложенный к внедрению консорциумом 3GPP, показан на рисунке 3.

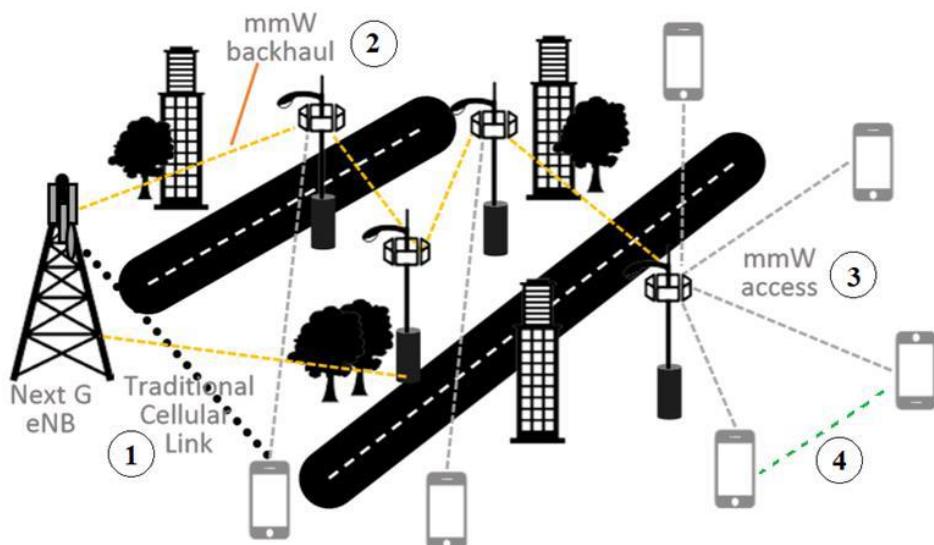


Рис. 3. Гетерогенная сеть 5G

В гетерогенной сети используются четыре типа канала передачи данных:

- классический сотовый канал передачи данных (линк № 1): «сотовая база NG eNB – мобильный терминал» (частоты FR1, макро и/или микросотов);
- канал передачи данных (линк № 2): «сотовая база – точки доступа» (частоты FR2);
- канал передачи данных (линк № 3): «мобильный терминал – точка доступа» (частоты FR2 или Wi-Fi, пико- и наносоты);
- канал передачи данных (линк № 4): «мобильный терминал – мобильный терминал».

Ликвидировать разрывы в зоне покрытия и улучшить трафик возможно с помощью базовых станций столбового типа. Маленькие соты будут расходиться вдоль

примыкающих улиц при размещении антенн базовой станции большой соты на перекрестке (рисунок 4).

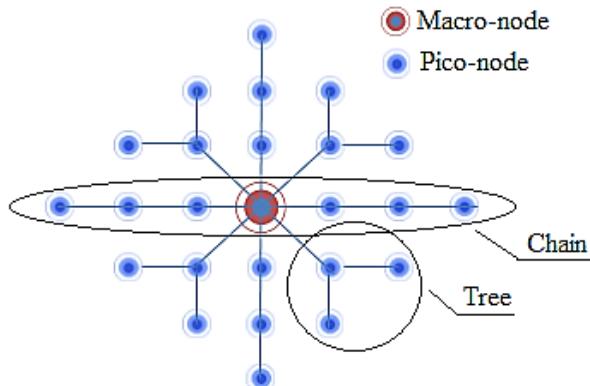


Рис. 4. Топология гетерогенной сети при использовании базовых станций столбового типа

Экспоненциальное увеличение числа сотовых устройств и объёма трафика в сочетании делает все более актуальной задачу повышения ёмкости сетей 5G, а также качества пользовательского соединения. Решения, позволяющие обеспечить большую ёмкость, меньшую задержку и более высокую надёжность включают в себя такие технологии, как NFV (Network functions virtualization), SDN (Software-Defined Networking), D2D (Device-to-device). Гетерогенное взаимодействие позволяет выгружать потоки данных из сотовой сети в систему D2D.

Применение технологии D2D в беспроводных сетях пятого поколения позволяет:

- расширить варианты взаимодействия пользователей в сети;
- обеспечить высокую доступность терминалов, которые находятся вне зоны действия базовой станции;
- внедрять современные технологии радиодоступа.

Гетерогенные сети 5G, благодаря интеграции разрозненных технологий и типов ячеек, обеспечивают подключение в широком спектре рабочих сред. Превосходя возможности сетей 4G, они предлагают заметные преимущества в виде увеличенной пропускной способности и повышенной гибкости.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Гетерогенные сети 5G NR представляют собой важный шаг в эволюции мобильных технологий, обеспечивая высокую производительность, гибкость и адаптивность в условиях разнообразных сценариев использования.

Ключевые функциональные характеристики, такие как расширенный мобильный широкополосный доступ, сверхнадёжная связь с низкой задержкой и массовая связь машинного типа, открывают новые возможности для пользователей и приложений. Таким образом, гетерогенные сети 5G не только превосходят сети предыдущих поколений по ключевым параметрам, но и создают основу для дальнейшего развития мобильных технологий, обеспечивая высокое качество услуг и удовлетворение растущих потребностей в мобильной связи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бондарчук А. Перспективы развития гетерогенных сетей // Цифровое будущее на основе 4G/5G» Digital Future Powered by 4G/5G. – 2018. – с. 19.

2. Vook, F. W., Ghosh, A., Diarte, E., & Murphy, M. 5g new radio: Overview and performance //2018 52nd Asilomar conference on signals, systems, and computers. – IEEE, 2018. – pp. 1247-1251.
3. Ahmadi S. 5G NR: Architecture, technology, implementation, and operation of 3GPP new radio standards. – Academic Press, 2019.
4. Вэнг Тонг, Пейин Чжу Сети 6G. Путь от 5G к 6G глазами разработчиков. От подключенных людей и вещей к подключенному интеллекту / пер. с англ. В.С. Яценкова. М.: ДМК Пресс, 2022. 624 с.

REFERENCES

1. Bondarchuk A. Prospects for the development of heterogeneous networks // Digital future based on 4G/5G""Digital Future Powered by 4G/5G. – 2018. – p. 19.
2. Vook, F. W., Ghosh, A., Diarte, E., & Murphy, M. 5g new radio: Overview and performance //2018 52nd Asilomar conference on signals, systems, and computers. – IEEE, 2018. – pp. 1247-1251.
3. Ahmadi S. 5G NR: Architecture, technology, implementation, and operation of 3GPP new radio standards. – Academic Press, 2019.
4. Wang Tong, Peiying Zhu. 6G networks. The path from 5G to 6G through the eyes of developers. From connected people and things to connected intelligence / trans. from eng. V.S. Yatsenkova. M.: DMK Press, 2022. 624 p.

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ MLS-ММО-OFDM В АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В СТАЦИОНАРНОЙ СРЕДЕ

С. Д. Комов, А. А. Писанко

Федеральное государственное унитарное предприятие
«Всероссийский научно-исследовательский институт автоматики им. Н.Л. Духова»
(ФГУП «ВНИИА»), Волгоград, Россия

Аннотация. Рассмотрена компьютерная модель адаптивной системы передачи информации с использованием технологии MLS-MIMO-OFDM, позволяющая обмениваться данными между двумя абонентами в стационарной среде. Методами численного моделирования произведен расчёт вероятности правильного приёма сигнала от отношения сигнал/шум при воздействии аддитивных и мультиплексативных помех в акустическом канале связи. Разработанная модель может быть использована для построения беспроводных сетей.

Ключевые слова: технология MIMO-OFDM; адаптивная система; акустический канал; многолучевое распространение; вероятность символьной ошибки.

APPLICATION OF TECHNOLOGY MLS-MIMO-OFDM IN AN ADAPTIVE DATA TRANSMISSION SYSTEM IN A STATIONARY ENVIRONMENT

S. D. Komov, A. A. Pisanko

The Federal State Unitary Enterprise «L.N. Dukhov All-Russian Automatics Research Institute» (FSUE «VNIIA»), Volgograd, Russia

Abstract. The proposed work considers a computer model of an adaptive system for transmitting information between two subscribers using MLS-MIMO-OFDM technology, which allows information exchange in a stationary environment. Numerical modeling methods have been used to calculate the probability of correct signal reception from the signal-to-noise ratio under the influence of additive and multiplicative interference. The developed model can be used to build wireless acoustic communication networks.

Keywords: MIMO-OFDM technology; adaptive system; acoustic channel; multipath propagation; the probability of a symbolic error.

1. ВВЕДЕНИЕ

С развитием информационных технологий, к системам беспроводной связи предъявляются всё большие требования к помехоустойчивости и скорости передачи информации, поэтому поиску способов решения данных задач уделяется особое внимание. Одним из них является использование систем с несколькими передающими и несколькими приёмными антеннами (MIMO) [1], нашедших широкое распространение в стандартах сотовой связи [2, 3]. Другой способ заключается в применении технологии пространственного мультиплексирования с ортогональным частотным разделением – OFDM [4], обеспечивающей высокую спектральную эффективность и уменьшение влияния межсимвольной интерференции при многолучевом распространении. Ряд исследований [5] иллюстрирует потенциал развития систем MIMO с OFDM. В [6] отмечается, что наибольшего выигрыша удаётся добиться при использовании принципа адаптивной передачи данных, учитывающей особенности канала. В этой связи

представляет интерес применения адаптивной системы MIMO-OFDM в акустическом канале. Например, для организации связи в грунтах [7] или водной среде [8-10].

Целью работы является разработка и исследование компьютерной модели адаптивной системы передачи информации в стационарной среде в условиях воздействия нормального шума (аддитивная помеха) и многолучёвости (мультиплексивная помеха).

2. КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Структурная схема компьютерной модели адаптивной системы передачи информации приведена на рисунке 1. Каждый абонент состоит из модулей передатчика, приёмника, оценки канала, антенного модуля.

Для реализации технологии MIMO антенный модуль содержит передающую и приёмную антенные решетки (AP). Это позволяет производить адаптивное формирование луча на передающей стороне и когерентное суммирование сигналов с весовыми коэффициентами на приёмной.

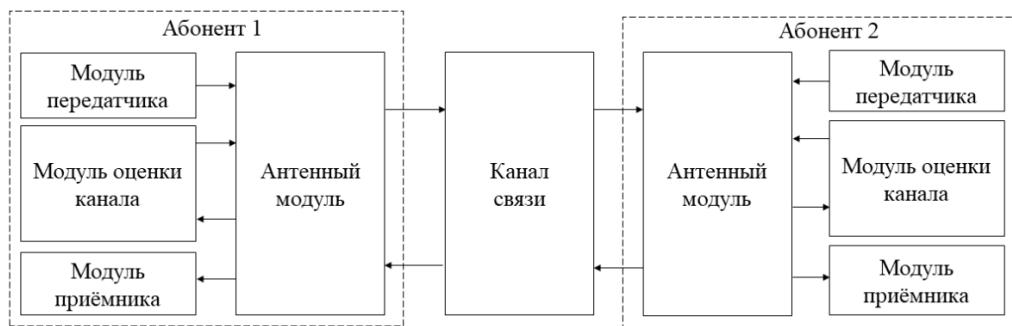


Рис. 1. Структурная система адаптивной системы передачи данных

Способ доступа к каналу связи – симплексный [11], т.е. в один момент времени один абонент может только передавать сигналы, а другой – только принимать.

Будем называть абонента, который инициировал отправку сообщения инициатором, а абонента, принимающего сообщение – получателем. Во время сеанса связи реализуется два режима работы абонентов: режим установления логического соединения и режим передачи информационного сообщения. Как показано на рисунке 2, перед началом процедуры отправки данных в режиме установления логического соединения через стационарную среду происходит отправка пилотного сигнала. Абонент-получатель производит оценку среды и передаёт данные на сторону передатчика. Затем в режиме передачи информационного сообщения абонент-инициатор отправляет данные с учётом канала связи.

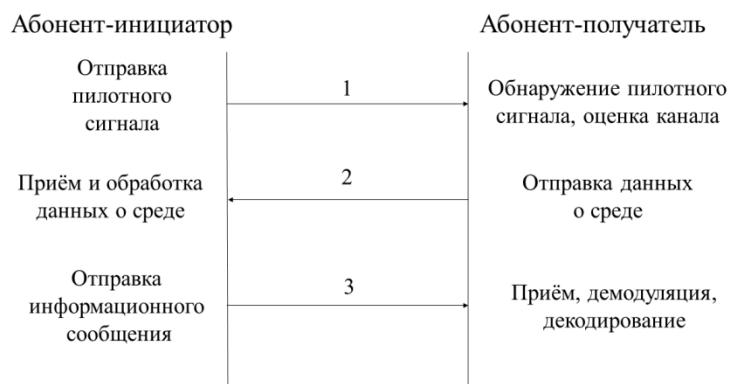


Рис. 2. Алгоритм обмена информацией в течение сеанса связи

3. КАНАЛ СВЯЗИ

В качестве стационарной среды канала связи выбрано воздушное пространство внутри помещения, характеризующееся акустическим диапазоном частот и являющееся наиболее простым для моделирования. Реализация такого канала осуществляется с помощью свободно распространяющегося набора библиотек и функций [12] для моделирования акустики помещений, предложенного в [13]. В его основе лежат:

- алгоритм изображений для расчета отражений звуковых волн от стен [14];
- алгоритм диффузионного дождя для трассировки лучей [15].

Влияние канала на передаваемый сигнал характеризуется импульсной характеристикой, которая в представленной работе используется в качестве параметра логического соединения абонентов. Как правило, подобные системы связи рассматриваются в линейном приближении [16], не учитывая нелинейные искажения, внесённые, например, аналоговым приёмо-передающим трактом или средой. Сигнал на приёмной стороне такой системы во временной области можно представить в виде интеграла свёртки

$$y(t) = \int_{-\infty}^t h(t - \tau) \cdot x(\tau) d\tau + n(t), \quad (1)$$

где $h(t)$ – импульсная характеристика системы, $x(t)$ – входной сигнал, $y(t)$ – выходной сигнал, $n(t)$ – аддитивный шум.

В модели предполагается, что импульсная характеристика среды является стационарной в течение одного сеанса связи и её измерение происходит перед началом передачи информационного пакета. Для оценки импульсной характеристики линейной среды существует ряд методов [17, 18], среди которых хорошо себя зарекомендовал метод MLS (Maximum Length Sequence). Его суть заключается в передаче через среду MLS-сигнала, сгенерированного с помощью псевдослучайной последовательности максимальной длины (М-последовательности), с последующим вычислением взаимокорреляционной функции (ВКФ) на приёмной стороне. Применение такого сигнала в качестве пилотного, позволяет получить оценку импульсной характеристики в требуемом диапазоне частот.

4. ИНФОРМАЦИОННЫЙ СИГНАЛ

В качестве информационного сигнала предлагается рассмотреть применение OFDM сигналов, характеризующихся высокой спектральной эффективностью. Их формирование заключается в преобразовании последовательного потока информационных символов в параллельный, с последующей передачей через среду с использованием набора ортогональных поднесущих, которые могут быть модулированы, например, при помощи PSK или QAM. Применение многопозиционных видов модуляции (количество точек в сигнальном созвездии больше двух) позволяет увеличить пропускную способность канала, но в тоже время снижает устойчивость системы к воздействию шума. Для выполнения условия ортогональности, расстояние между поднесущими должно быть кратно $1/T$, где T – длительность символа, с. В простейшем виде OFDM сигнал имеет вид

$$x(k) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{N_s} \sum_{n=0}^{N_s-1} A_n \exp(-j f_n k + \varphi_n) \right\}, \quad (2)$$

где A_n , φ_n – информационные амплитуды и фазы сигнала, $f_n = f_0 + n\Delta f$ – частота n -ой поднесущей, Δf – шаг по частоте, f_0 – нижняя граница частотного

диапазона; N_s – число точек обратного преобразования Фурье.

Такая технология формирования сигналов позволяет эффективно бороться, в том числе, с узкополосными помехами, поскольку при искажении одной или нескольких поднесущих, возможно восстановить информацию на приёмной стороне.

5. АЛГОРИТМ РАБОТЫ АБОНЕНТА

Структурная схема одного абонента представлена на рисунке 3. Согласно алгоритму обмена информацией, приведённому на рисунке 2, сначала производится оценка импульсной характеристики канала, путём передачи абонентом-инициатором через среду MLS-сигнала, сгенерированного формирователем пилотных сигналов.

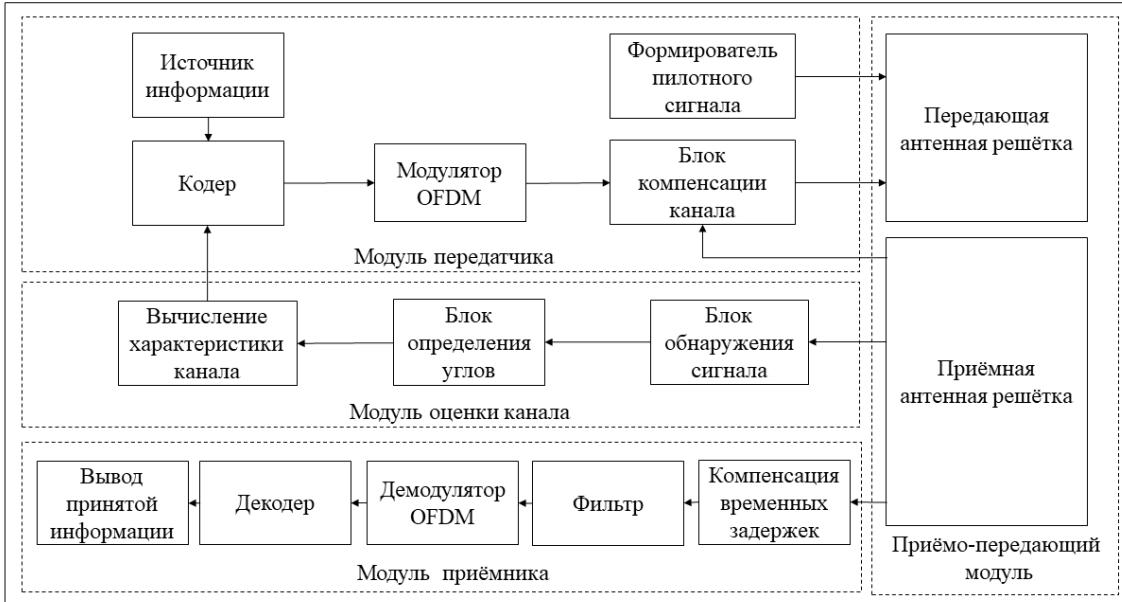


Рис. 3. Структурная схема одного абонента

В блоке обнаружения абонента-получателя происходит вычисление ВКФ, после чего её максимальное значение сравнивается с пороговым, вычисленным по критерию Неймана-Пирсона [19]. На основании этого сравнения принимается решение о наличии или отсутствии пилотного сигнала. Если сигнал считается обнаруженным, в блоке определения углов вычисляется направление (углы азимута и места) на абонента, инициировавшего передачу сообщения. Затем в блоке вычисления характеристик канала производится расчёт импульсной характеристики методом MLS, которая с помощью передатчика отправляется абоненту-инициатору посредством OFDM сигнала. Полученная информация учитывается при передаче сообщения в блоке компенсации канала.

Передача информационного сообщения происходит следующим образом. Кодер, который представляет собой цифровой автомат, формирует кодовую последовательность максимальной длины с заданными параметрами. Каждому значению информационного символа соответствует циклический сдвиг кодовой последовательности на величину этого символа. Далее сигнал поступает на вход модулятора OFDM. После учёта влияния канала в блоке компенсации, информация передаётся через среду.

В модуле приёмника абонента-получателя осуществляется когерентное суммирование сигналов с АР с весовыми коэффициентами и демодуляция посредством вычисления быстрого преобразования Фурье (БПФ). Затем в декодере, представленном

на рисунке 4, происходит извлечение полезной информации. Процесс детектирования информационного сигнала осуществляется по вещественной (синфазной) составляющей сигнала в частотной области $Y[n], n = 1 \dots N_s$, где N_s – количество точек сигнала. Для каждого положения окна рассчитывается ВКФ. При превышении порога принимается решение о детектировании информационного сигнала. Индекс положения окна передаётся в коррелятор мнимой (квадратурной) части сигнала, где вычисляется ВКФ, по индексу максимума которой определяется переданный информационный символ.

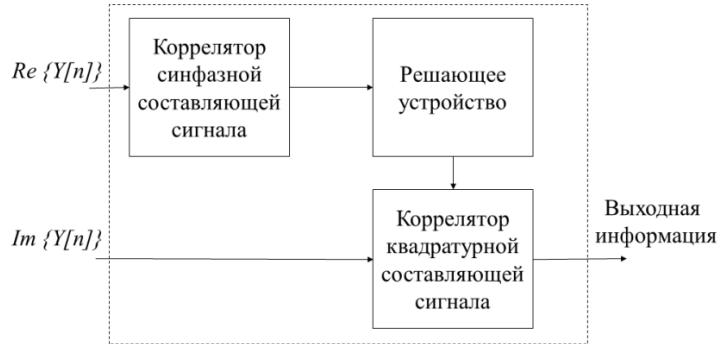


Рис. 4. Структурная схема декодера

6. РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Вид используемого в компьютерной модели информационного OFDM сигнала с отношением сигнал/шум (ОСШ) 30 дБ во временной области, а также его спектрограмма, показана на рисунке 5. Для переноса информации используется 511 поднесущих.

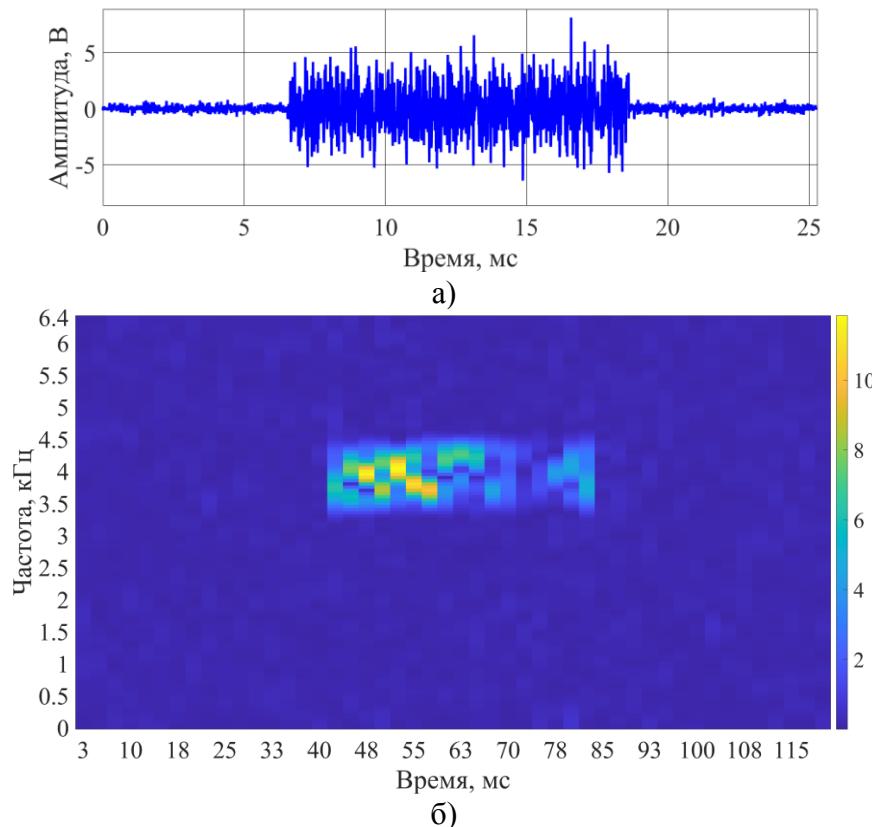


Рис. 5. Вид информационного OFDM сигнала (а) и его спектрограмма (б)

Используемая для экспериментальных исследований модель импульсной характеристики, и её оценка по методу MLS, приведены на рисунке 6. Усреднённый коэффициент корреляции Пирсона между полученными величинами составляет 96%. Цифрами отмечены номера отражённых лучей, пришедших в приёмник.

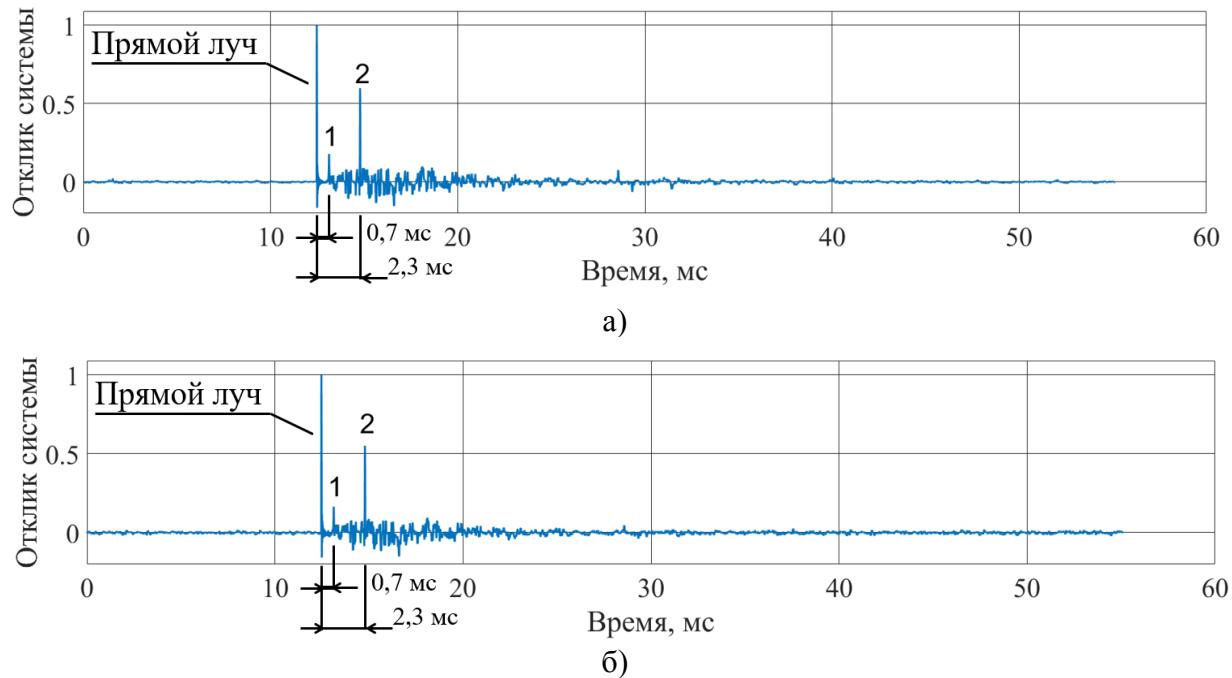


Рис. 6. Модель импульсной характеристики (а) и её оценка по методу MLS (б)

Параметры модели акустической среды приведены в таблице 1. Значения коэффициентов поглощения и рассеяния стен выставлены по умолчанию.

Таблица 1. Параметры модели акустической среды

№	Название параметра	Значение
1	Размеры помещения ($D \times Ш \times В$), м	$14 \times 10 \times 3$
2	Координаты передатчика (x, y, z), м	[1,1,1]
3	Координаты приёмника (x, y, z), м	[4,4,1]
4	Температура воздуха, °C	20
5	Влажность воздуха, %	42

Произведена оценка помехоустойчивости в режиме логического соединения и передачи информационного сообщения.

На рисунке 7 представлена зависимость вероятности обнаружения пилотного сигнала в режиме установления логического соединения от ОСШ. Анализ показывает, что для безошибочного обнаружения пилотного сигнала ОСШ сигнала на входе должно превышать 18 дБ.

На рисунке 8 представлена зависимость вероятности правильного приёма символа в режиме передачи информационного сообщения от ОСШ. Из графика следует, что для обнаружения сигнала с вероятностью 99,8% ОСШ сигнала на входе должно превышать 2 дБ.

Анализ результатов, приведённых на рисунках 7 и 8, позволяет сделать вывод, что для стабильного функционирования системы в стационарной среде при заданном уровне ОСШ, целесообразно в первую очередь опираться на величину вероятности обнаружения пилотного сигнала, поскольку он обладает меньшей устойчивостью к

шумам по сравнению с информационным. Одним из возможных вариантов обеспечения равной вероятности обнаружения пилотного сигнала и правильного приёма символов, является увеличение мощности пилотного сигнала или изменения механизма синхронизации.

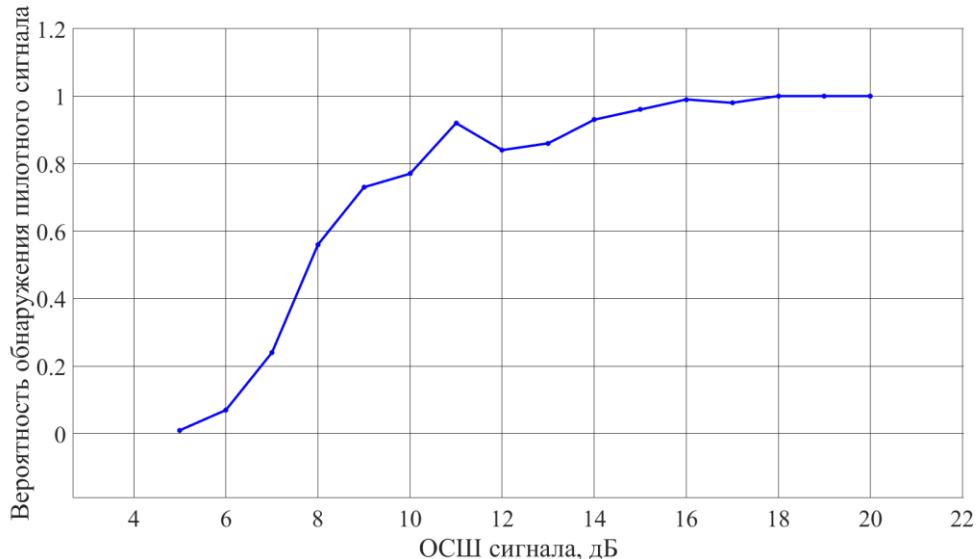


Рис. 7. Зависимость вероятности обнаружения пилотного сигнала от ОСШ в режиме логического соединения абонентов

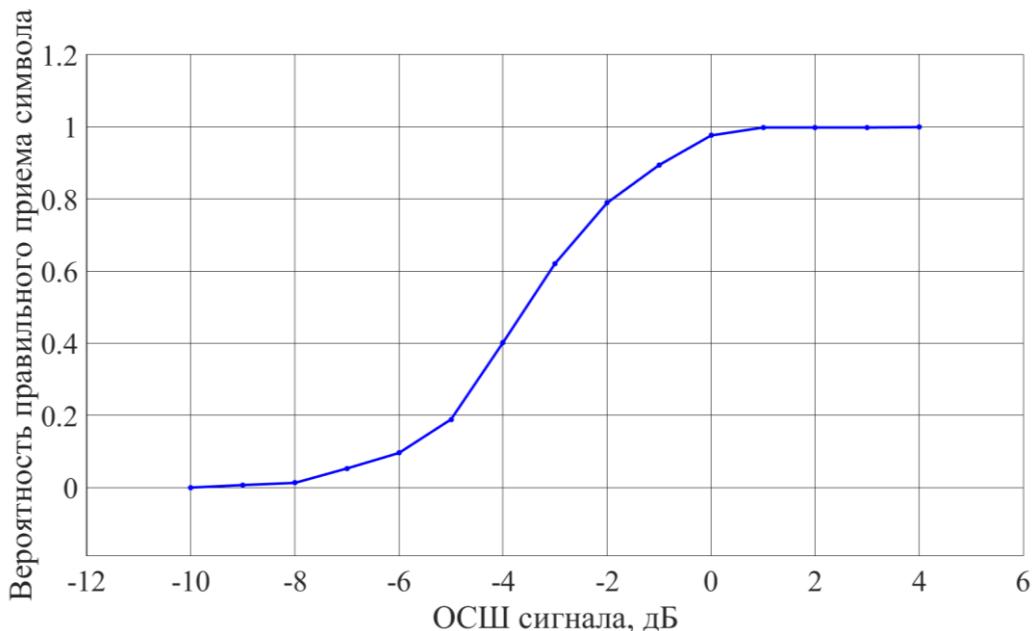


Рис. 8. Зависимость вероятности правильного приёма символа от отношения сигнал/шум в режиме передачи информационного сообщения

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе проведенных исследований реализована компьютерная модель адаптивной системы передачи информации двух абонентов с использованием технологии MLS-MIMO-OFDM. Коэффициент корреляции, рассчитанный при оценке импульсной характеристики по методу MLS, составил 96%. Согласно результатам численного

моделирования в акустическом канале в условиях аддитивных и мультиплексивных помех, установление логического соединения и обмен информацией происходит без ошибок при ОСШ более 18 дБ.

Внедрение алгоритмов маршрутизации и управления доступом к среде позволит организовать обмен данными среди нескольких абонентов. Например, при включении информации об идентификационном номере абонента в пилотный сигнал, можно реализовать протоколы совместного использования общей среды MACA или FAMA, которые активно используются при построении сетей связи в акустическом канале [20, 21].

ЛИТЕРАТУРА

1. Winters J. Optimum Combining in Digital Mobile Radio with channel Interference // Special Issue on Mobile Radio Communications IEEE Journal on Selected Areas in Communications; IEEE Trans. on Vehicular Technology, 1984, pp. 528–539.
2. IEEE 802.16e. Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems. February 2006.
3. Draft standard IEEE 802.1 In. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications. November 2008.
4. 3GPP TS 36.201 v.8.1.0. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (EUTRA); LTE Physical Layer – General Description (Release 8). November 2007.
5. Chiueh T. D., Tsai P. Y. OFDM Baseband Receiver Design for wireless communications. // John Wiley and Sons Pte Ltd. Ch., 2007. – 255 p.
6. Федосов В. П., Пацюк Т.Т. Алгоритм обработки пространственно-временных сигналов на основе системы MIMO-OFDM в условиях активных помех // В сборнике: компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении. Материалы всероссийской научно-технической конференции с международным участием, 2022. Т.2, - С. 371-376.
7. Al Moshi M. A., Hardie M., Choudhury T., Kamruzzaman J. Wireless underground sensor communication using acoustic technology. // Sensors 2024, Vol. 24, №10, pp. 3113-3126.
8. Федосов В. П., Легин А. А., Ломакина А. В. Алгоритмы, основанные на технологии MIMO-OFDM, для реализации цифрового гидроакустического канала связи. // Известия ЮФУ. Технические науки. 2015. № 7 (168). - С. 148-158.
9. Palou G., Stojanovic M., Underwater acoustic MIMO-OFDM: an experimental analysis. // OCEANS 2009, MTS/IEEE Biloxi – Marine Technology for our future: Global and local Challenges. 2009 – 61 p.
10. Stojanovic M., MIMO-OFDM over underwater acoustic channels. // Conference Record of the forty-third asilomar conference on signals. Systems and Computers, 2009, pp. 605-609.
11. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. / СПб. – Питер, 2019. - 944 с.
12. Github. (<https://github.com/Andronicus1000/MCRoomSim>). Свободный доступ на момент 27.02.25.
13. Wabnitz A., Epain N., Jin C. Schaik A. Room acoustics simulation for multichannel microphone arrays // Proceedings of the International Symposium on Room Acoustics, ISRA, 2010 - P. 1-6.
14. Allen J. B., Berkley D. A. Image method for efficiently simulating small-room acoustics. // The Journal of the Acoustical Society of America, 1979, 65(4), pp. 943–950.
15. Heinz R. Binaural room simulation based on the image source model with addition of statistical methods to include the diffuse sound scattering of walls and to predict the reverberant tail. // Applied Acoustics, 1993. №38, pp. 145–159.

16. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского - М.: Радио и Связь. 2000. - 800 с.
17. Rosell A.T Methods of Measuring Impulse Responses in Architectural Acoustics // Master's Thesis, Technical University of Denmark, Kgs. Lyngby, Denmark, 2009, – 156 p.
18. Novak A., Rund F., Honzík P. Impulse Response Measurements using MLS Technique on Nonsynchronous Devices. // Journal of the Audio Engineering Society, 2016, 64 (12), pp. 978-987.
19. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов - М.: Радио и связь, 1983. - 320 с.
20. Кочетов, О.Ю. Протокол динамической маршрутизации для сети автономных данных гидроакустических станций // Учёные записки физического факультета московского университета. № 5, 2017 - C. 1-4.
21. Molins M., Stojanovic M. Slotted FAMA – A MAC Protocol for Underwater Acoustic Networks // Proc. of the Int. Conf. on Communication. // Electronics and Automation Engineering, 2006. - P. 1291– 1297.

REFERENCES

1. Winters J. Optimum Combining in Digital Mobile Radio with channel Interference // Special Issue on Mobile Radio Communications IEEE Journal on Selected Areas in Communications; IEEE Trans. on Vehicular Technology, 1984, pp. 528–539.
2. IEEE 802.16e. Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems. February 2006.
3. Draft standard IEEE 802.1 In. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications. November 2008.
4. 3GPP TS 36.201 v.8.1.0. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (EUTRA); LTE Physical Layer – General Description (Release 8). November 2007.
5. Chiueh T. D., Tsai P. Y. OFDM Baseband Receiver Design for wireless communications. // John Wiley and Sons Pte Ltd. Ch., 2007. – 255 p.
6. Fedosov V. P., Patsyuk T.T. An algorithm for processing spatiotemporal signals based on the MIMO-OFDM system in conditions of active interference // In the collection: computer and information technologies in science, engineering and management. Proceedings of the All-Russian Scientific and Technical Conference with international participation, 2022. Vol. 2, pp. 371-376.
7. Al Moshi M. A., Hardie M., Choudhury T., Kamruzzaman J. Wireless underground sensor communication using acoustic technology. // Sensors 2024, Vol. 24, №10, pp. 3113-3126.
8. Fedosov V. P., Lagin A. A., Lomakina A.V. Algorithms based on MIMO-OFDM technology for implementing a digital sonar communication channel. Izvestiya SFU. Technical sciences. 2015. No. 7 (168), pp. 148-158.
9. Palou G., Stojanovic M., Underwater acoustic MIMO-OFDM: an experimental analysis. // OCEANS 2009, MTS/IEEE Biloxi – Marine Technology for our future: Global and local Challenges. 2009 – 61 p.
10. Stojanovic M., MIMO-OFDM over underwater acoustic channels. // Conference Record of the forty-third asilomar conference on signals. Systems and Computers, 2009, pp. 605-609.
11. Olifer V.G., Olifer N.A. Computer networks. Principles, technologies, protocols. / St. Petersburg, St. Petersburg, 2019. - 944 p.
12. Github. (<https://github.com/Andronicus1000/MCRoomSim>). Free access at the moment 27.02.25.
13. Wabnitz A., Epain N., Jin C. Schaik A. Room acoustics simulation for multichannel microphone arrays // Proceedings of the International Symposium on Room Acoustics, ISRA, 2010 - P. 1-6.

14. Allen J. B., Berkley D. A. Image method for efficiently simulating small-room acoustics. // The Journal of the Acoustical Society of America, 1979, 65(4), pp. 943–950.
15. Heinz R. Binaural room simulation based on the image source model with addition of statistical methods to include the diffuse sound scattering of walls and to predict the reverberant tail. // Applied Acoustics, 1993. №38, pp. 145–159.
16. Proakis J. Digital communications. Translated from English / Edited by D.D. Klovsky - M.: Radio and Communications. 2000. - 800 p.
17. Rosell A.T Methods of Measuring Impulse Responses in Architectural Acoustics // Master's Thesis, Technical University of Denmark, Kgs. Lyngby, Denmark, 2009, – 156 p.
18. Novak A., Rund F., Honzík P. Impulse Response Measurements using MLS Technique on Nonsynchronous Devices. // Journal of the Audio Engineering Society, 2016, 64 (12), pp. 978-987.
19. Tikhonov V.I. Optimal signal reception, Moscow: Radio and Communications, 1983. 320 p.
20. Kochetov, O.Y. Dynamic routing protocol for a network of autonomous bottom hydroacoustic stations // Scientific notes of the Faculty of Physics of Moscow University. No. 5, 2017 - pp. 1-4.
21. Molins M., Stojanovic M. Slotted FAMA – A MAC Protocol for Underwater Acoustic Networks // Proc. of the Int. Conf. on Communication. // Electronics and Automation Engineering, 2006. - P. 1291– 1297.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ НА СИГНАЛ С ПРЯМЫМ РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА

Ю.М. Мелёшин, Д. Ю. Шарабанов

Национальный исследовательский университет «МИЭТ», Москва, Россия

Аннотация. В данной работе исследуется влияние многолучевого распространения на сигнал с прямым расширением спектра (DSSS). Для анализа была разработана модель в среде MATLAB, которая генерирует сигнал с прямым расширением спектра и моделирует его прохождение через канал с многолучевым распространением. В процессе моделирования учитывались различные параметры канала, такие как количество лучей, их амплитуды и задержки. В ходе исследования были получены зависимости вероятности битовой ошибки (BER) от отношения энергетики битового сигнала к спектральной плотности шума (E_b/N_0) как для сигналов без расширения спектра, так и для сигналов с расширенным спектром. Результаты показали, что использование расширения спектра позволяет повысить устойчивость сигнала к многолучевому распространению, снижая уровень межсимвольной интерференции и ошибок приема. Полученные данные подтверждают преимущества сигналов с расширенным спектром в условиях многолучевого распространения, что делает их перспективными для применения в современных беспроводных системах связи.

Ключевые слова: многолучевое распространение, расширенный спектр, прямое расширение спектра, DSSS

INVESTIGATION OF THE IMPACT OF MULTIPATH PROPAGATION ON DIRECT SEQUENCE SPREAD SPECTRUM SIGNAL

Y. M. Meleshin, D. Y. Sharabanov

National Research University of Electronic Technology (MIET), Moscow, Russia

Abstract. This paper investigates the impact of multipath propagation on spread spectrum signals. A MATLAB-based model was developed to generate a direct sequence spread spectrum (DSSS) signal and simulate its transmission through a multipath channel. The simulation considered various channel parameters, including the number of paths, their amplitudes, and delays. During the study, bit error rate (BER) dependencies on the energy per bit to noise power spectral density ratio (E_b/N_0) were obtained for both non-spread and spread spectrum signals. The results demonstrated that spread spectrum technology improves signal robustness against multipath propagation by reducing intersymbol interference and reception errors. The findings confirm the advantages of spread spectrum signals in multipath environments, making them a promising choice for modern wireless communication systems.

Keywords: multipath propagation, spread spectrum, direct sequence spectrum, DSSS

1. ВВЕДЕНИЕ

При создание радиосвязных систем многолучевое распространение сигналов оказывает значительное влияние на качество и надежность связи. Это явление возникает, когда радиоволны достигают приемника по нескольким различным путям вследствие отражений, преломлений и рассеяний от различных объектов, таких как подстилающая поверхность, здания, деревья или движущиеся транспортные средства. В

результате на приемную антенну поступают не только прямые сигналы от передатчика, но и их отраженные версии, что может приводить к различным эффектам, влияющим на передаваемую информацию.

Для обеспечения надежной связи в условиях многолучевого распространения разработаны различные методы и технологии, направленные на компенсацию негативных эффектов. Одним из таких методов является расширение спектра сигнала. Это позволяет разрешать отдельные многолучевые компоненты и эффективно их обрабатывать, снижая влияние замираний и межсимвольной интерференции.

2. МОДЕЛЬ МНОГОЛУЧЕВОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ

Одним из основных последствий многолучевого распространения является замирание сигнала (фединг) — флуктуации амплитуды, фазы и угла прибытия сигнала в точке приема (рисунок 1). Эти флуктуации могут быть вызваны интерференцией между различными путями распространения, что приводит к временному ухудшению качества связи. Если задержки между лучами малы по сравнению с длительностью передаваемого символа, возникает интерференция, приводящая к замираниям [1 – 3]. В случаях, когда задержки сравнимы с длительностью символа, может возникать межсимвольная интерференция (МСИ), при которой отклики на предыдущие символы накладываются на текущие, вызывая искажения и ошибки при декодировании информации.

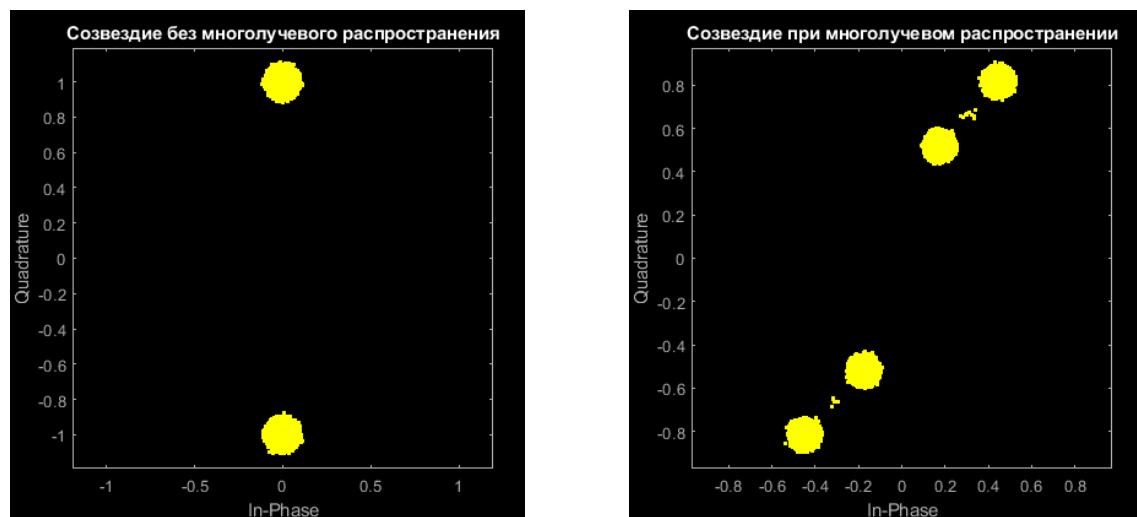


Рис. 1. Сравнение созвездий сигналов без и с многолучевым распространением, модуляция BPSK

Для описания и анализа поведения сигналов в условиях многолучевого распространения широко используются статистические модели каналов, среди которых наиболее известны модель Рэлея и модель Райса.

Модель канала Рэлея применяется в ситуациях, когда отсутствует прямая линия видимости между передатчиком и приемником, и сигнал на приемнике представляет собой сумму множества отраженных и рассеянных компонентов. В таких условиях амплитуда результирующего сигнала описывается распределением Рэлея. Данная модель часто используется для описания городских условий связи, где здания и другие препятствия блокируют прямой путь сигнала.

Модель канала Райса учитывает наличие как прямого пути распространения сигнала, так и множества отраженных путей. Амплитуда принимаемого сигнала в этом случае подчиняется распределению Райса, которое является обобщением распределения

Рэлея и учитывает вклад прямого компонента. Коэффициент К в распределении Райса характеризует отношение мощности прямого пути к суммарной мощности рассеянных путей; высокое значение К указывает на доминирование прямого сигнала, тогда как низкое значение К приближает модель к распределению Рэлея.

3. ПРЯМОЕ РАСШИРЕНИЕ СПЕКТРА

Прямое расширение спектра (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS) — это метод спектрального расширения, который применяется в беспроводных системах связи для повышения помехоустойчивости и улучшения качества приема сигнала. Основная идея DSSS заключается в умножении исходного информационного сигнала на псевдослучайную последовательность, обладающую значительно большей полосой частот. В результате спектр сигнала расширяется, а его мощность распределяется на более широком диапазоне частот, что делает передачу менее подверженной узкополосным помехам и интерференции.

Одним из ключевых преимуществ DSSS является его высокая устойчивость к эффектам многолучевого распространения [4 – 6]. Метод DSSS решает эту проблему благодаря использованию псевдослучайных последовательностей с хорошими автокорреляционными свойствами. Когда приемник выполняет согласованную фильтрацию принятого сигнала, он эффективно выделяет полезный сигнал из шумов и интерференции (рисунок 2).

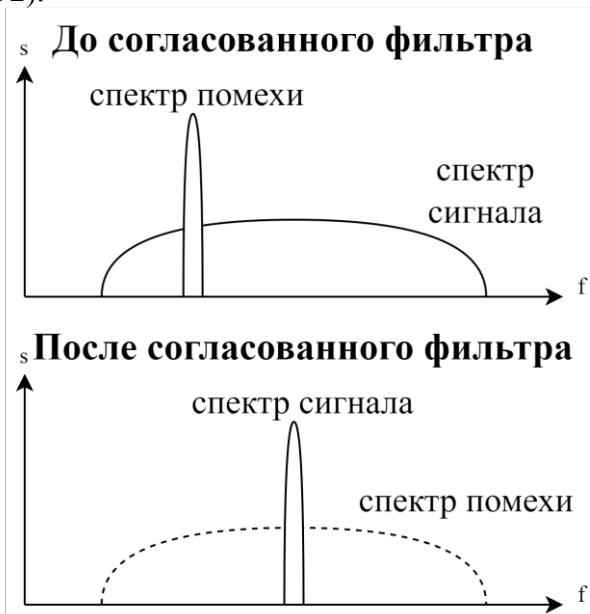


Рис. 2. Прохождение сигнала с расширенным спектром через согласованный фильтр

4. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Модель канала с многолучевым распространением была реализована в среде MATLAB на основе характеристик, заданных стандартом ITU Pedestrian B (модель канала Райса). Этот подход позволяет учитывать эффекты многолучевого распространения, характерные для мобильных радиосистем, и обеспечивает моделирование условий передачи сигнала пешехода в городской среде.

На рисунке 3 представлены результаты моделирования влияния многолучевого распространения на вероятность битовой ошибки (BER). Синими линиями отображены значения BER в условиях отсутствия многолучевого распространения: пунктирная линия соответствует сигналу BPSK без расширения спектра, а сплошная линия —

сигналу BPSK с расширением спектра в 15 раз. Красными линиями показаны значения BER при наличии многолучевого распространения, демонстрируя его влияние на качество связи.

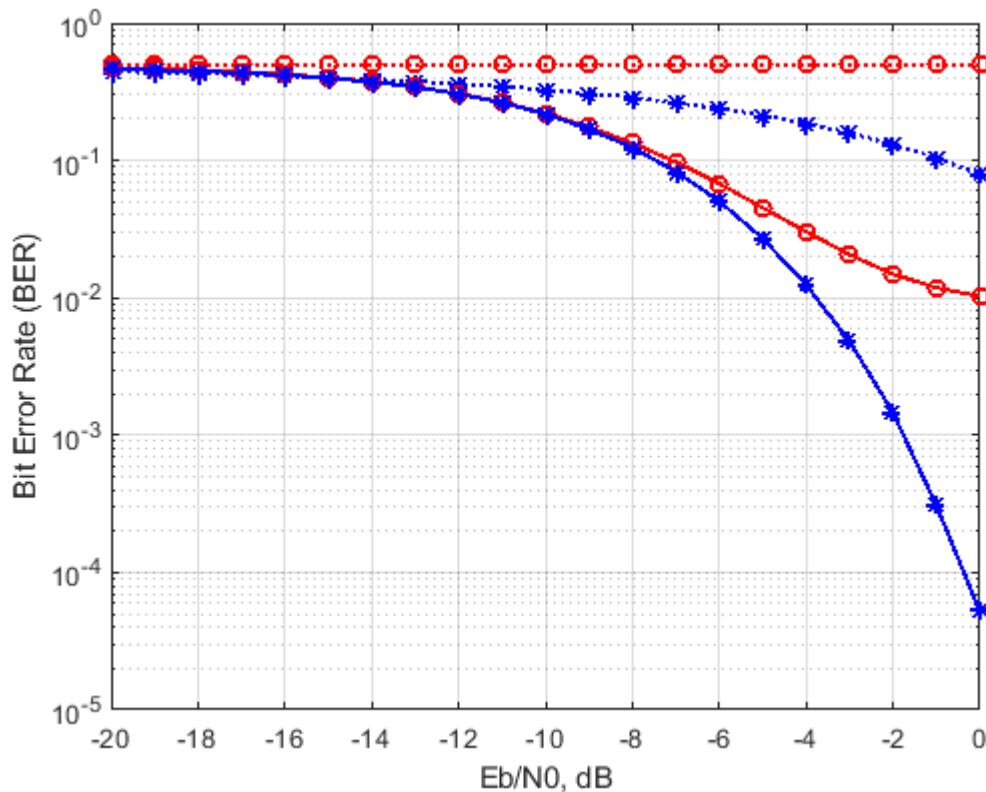


Рис. 3. Зависимость BER от E_b/N_0 для сигналов с разным расширением спектра

На рисунке наглядно продемонстрирован эффект использования сигнала с расширенным спектром. BER для такого сигнала существенно ниже по сравнению с сигналом без расширения, так, для отношения $E_b/N_0=0\text{dB}$ использование расширения спектра позволило обеспечить работоспособность системы с $\text{BER}=10^{-2}$, тогда как система без расширения не работоспособна в данных условиях при появление многолучевых компонент. Это подтверждает эффективность метода расширения спектра для повышения помехоустойчивости и надежности передачи данных.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование расширения спектра является важным инструментом для повышения помехоустойчивости и увеличения пропускной способности сети, что делает эти методы неотъемлемой частью современных технологий в связи с растущими требованиями к надежности и производительности беспроводных систем связи, особенно в условиях сложных каналов с многолучевым распространением, таких как системы 5G и будущие поколения связи.

По результатам математического моделирования показаны зависимости BER от E_b/N_0 для различных условий, показано, что для отношения $E_b/N_0=0\text{dB}$ использование расширения спектра позволило обеспечить работоспособность системы с $\text{BER}=10^{-2}$, тогда как система без расширения не работоспособна в данных условиях при появление многолучевых компонент.

ЛИТЕРАТУРА

1. B. Sklar. Digital Communications: Fundamentals and Applications, 2nd ed., University of California, 2009, pp.732-738
2. John G. Proakis. Digital Communications. 5th ed., McGraw-Hill, 2001
3. T. S. Rappaport. Wireless Communications: Principles and Practice, 2nd ed., Cambridge University Press, 2024, pp.331-334
4. M. Cohn and A. Lempel, "On fast M-sequence transforms (Corresp.)" in IEEE Transactions on Information Theory, vol. 23, no. 1, pp. 135-137, January 1977
5. Z. Zhang and J. Lei, "A detecting algorithm of DSSS signal based on auto — Correlation estimation," 2017 IEEE 2nd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC), Chongqing, China, 2017, pp. 137-141
6. W. Hang, W. Zanji and G. Jingbo, "Performance of DSSS against Repeater Jamming," 2006 13th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Nice, France, 2006, pp. 858-861

REFERENCES

1. B. Sklar. Digital Communications: Fundamentals and Applications, 2nd ed., University of California, 2009, pp.732-738
2. John G. Proakis. Digital Communications. 5th ed., McGraw-Hill, 2001
3. T. S. Rappaport. Wireless Communications: Principles and Practice, 2nd ed., Cambridge University Press, 2024, pp.331-334
4. M. Cohn and A. Lempel, "On fast M-sequence transforms (Corresp.)" in IEEE Transactions on Information Theory, vol. 23, no. 1, pp. 135-137, January 1977
5. Z. Zhang and J. Lei, "A detecting algorithm of DSSS signal based on auto — Correlation estimation," 2017 IEEE 2nd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC), Chongqing, China, 2017, pp. 137-141
6. W. Hang, W. Zanji and G. Jingbo, "Performance of DSSS against Repeater Jamming," 2006 13th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Nice, France, 2006, pp. 858-861

ВЛИЯНИЕ КОРРЕЛЯЦИИ КАНАЛЬНЫХ МАТРИЦ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ МИМО СИСТЕМЫ ПРИ ДЕЙСТВИИ МНОГОЛУЧЕВЫХ ПОМЕХ

Ю.Н. Паршин, В.Д. Фам

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина
(РГРТУ),
г. Рязань, Россия

Аннотация. В данной работе проводится анализ пропускной способности системы МИМО при действии пространственно коррелированных многолучевых помех. Основной задачей является изучение влияния коррелированных канальных коэффициентов на пропускную способность. На основе предложенной модели методом статистического моделирования проводится анализ эргодической пропускной способности МИМО системы в зависимости от корреляции коэффициентов канальных матриц распространения сигнала и помех. Результаты анализа показывают, что пропускная способность системы МИМО при действии пространственно коррелированных многолучевых помех уменьшается при увеличении корреляции сигнала и помех.

Ключевые слова: Пропускная способность, МИМО, многолучевая помеха, корреляция канальной матрицы.

INFLUENCE OF CHANNEL MATRIX CORRELATION ON MIMO SYSTEM EFFICIENCY UNDER MULTIPATH INTERFERENCE CONDITIONS

Yu.N. Parshin, V.D. Pham

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan

Abstract. In this paper, the analysis of the MIMO system capacity under the action of spatially correlated multipath interference is carried out. The main task is to study the influence of correlated channel coefficients on the capacity. Based on the proposed model, the analysis of the ergodic capacity of the MIMO system is carried out using the statistical modeling method depending on the correlation of the channel matrices of signal and interference propagation. The results of the analysis show that the capacity of the MIMO system under the action of spatially correlated multipath interference decreases with an increase in the correlation of the signal and interference.

Keywords: Capacity, MIMO, multipath interference, scatterers, channel matrix correlation.

1. ВВЕДЕНИЕ

Функционирования современных систем передачи информации сопровождается искажениями сигнала вследствие многолучности и помехами от других источников радиоизлучения. Среди известных технологий система МИМО считается одним из прорывных решений, позволяющим значительно повысить эффективность использования спектра и надежность канала [1-4]. Однако на практике пропускная способность МИМО систем может уменьшаться из-за влияния различных помех,

включая пространственно коррелированные многолучевые помехи. В работах [4-7] исследовалось влияние внешних пространственно коррелированных помех на пропускную способность MIMO систем при распространении помех только прямым лучом. Влияние многолучевости при распространении помех на эффективность MIMO систем в предположении некоррелированности канальных матриц для различных источников излучения анализировалось в работах [8-10]. Известны модели корреляции канальных коэффициентов, возникающей при распространении электромагнитных волн от одного источника излучения [3,11,12]. Вместе с тем при распространении электромагнитных волн часть рассеивателей оказывает влияние на электромагнитные волны от нескольких источников, что вызывает корреляцию коэффициентов канальных матриц.

Целью исследования является повышение пропускной способности MIMO системы передачи информации в присутствии многолучевой помехи и при наличии коррелированности канальных матриц сигнала и помех.

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

На рис. 1 представлена MIMO система, состоящая из N_{tx} передающих антенн и N_{rx} приемных антенн. Вектор наблюдаемого процесса на выходах приемных антенн представляет собой сумму передаваемого сообщения и помехи: $\underline{Y} = \underline{H}\underline{S} + \underline{V}$, где \underline{Y} – вектор наблюдаемого процесса, $\underline{S} = \left\{ s_1, s_2, \dots, s_{N_{\text{tx}}} \right\}^T$ – вектор-столбец передаваемых символов, \underline{V} – вектор-столбец помехи, \underline{H} – матрица коэффициентов передачи сигнала. Вектор помех представляет собой сумму $\underline{V} = \underline{V}_1 + \underline{V}_{\text{шум}}$ вектора некоррелированного шума $\underline{V}_1 = \left\{ V_1, V_2, \dots, V_{N_{\text{rx}}} \right\}^T$ и пространственно коррелированных многолучевых помех $\underline{V}_{\text{шум}} = \left\{ V_{\text{шум}1}, V_{\text{шум}2}, \dots, V_{\text{шум}N_{\text{rx}}} \right\}^T$. Корреляционная матрица помехи равна сумме корреляционных матриц для коррелированной и некоррелированной составляющих $\underline{R}_1 = \underline{R}_{\text{корр}} + \underline{R}_{\text{некорр}}$, где $\underline{R}_{\text{корр}}$ – корреляционная матрица пространственно коррелированной помехи, $\underline{R}_{\text{некорр}} = P_1 \mathbf{I}$ – корреляционная матрица шумов помехи, которые являются пространственно некоррелированными, P_1 – дисперсия шума в каждом приемном канале.

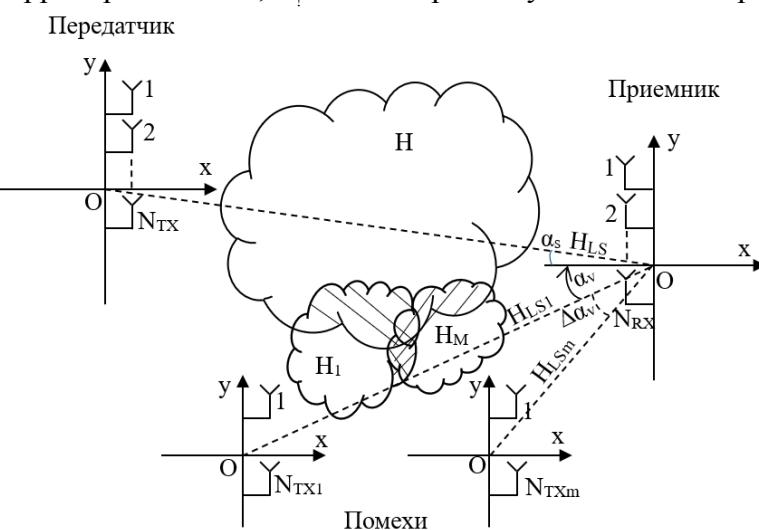


Рис. 1. Пространственная структура MIMO системы

Пусть пространственно коррелированная помеха образуется суммой M независимых источников помех $\underline{V}_{\text{шум}} = \sum_{m=1}^M \underline{H}_m \underline{J}_m$, где \underline{H}_m – канальная матрица m -го источника

помехи, $\underline{\mathbf{J}}_m$ – вектор помех в N_m передатчиках m -го источника помехи. В дальнейшем полагаем, что помехи каждого передатчика представляют собой независимые гауссовые числа. Поэтому корреляционная матрица помехи в приемных антенных равна:

$$\underline{\mathbf{R}}_m = \overline{\underline{\mathbf{V}}_m \underline{\mathbf{V}}_m^T} = \underline{\mathbf{H}}_m \begin{bmatrix} P_1 & \# & \cdots & \# \\ \# & P_2 & \# & \cdots \\ \cdots & \cdots & \ddots & \# \\ \# & \cdots & \# & P_M \end{bmatrix} \underline{\mathbf{H}}_m^T,$$

где P_m – дисперсия помехи в m -ой передающей антенне.

Корреляция канальных матриц $\underline{\mathbf{H}}_1^T \underline{\mathbf{H}}_m$ связана с частичных рассеянием электромагнитных волн от различных источников одними и теми же рассеивателями. Существует несколько методов моделирования коррелированных канальных коэффициентов $\underline{\mathbf{H}}$ [10]. Рассмотрим метод, использующий информацию о корреляционной матрице канальных коэффициентов $\underline{\mathbf{R}}_{\text{corr}} = \underline{\mathbf{R}}_{\#} \otimes \underline{\mathbf{R}}_{!}$, где \otimes – знак кронекеровского произведения, $\underline{\mathbf{R}}_{\#}$ и $\underline{\mathbf{R}}_{!}$ – корреляционные матрицы сигналов в передающих и приемных антенных MIMO системы. Эти корреляционные матрицы могут быть определены по заданному угловому спектру принимаемых сигналов, а также по эвристическому некоторому правилу. Применим модель корреляции сигналов в антенной системе, не требующую подробного априорного описания пространственного расположения рассеивателей [11]:

$$\underline{\mathbf{R}}_{\#} = \begin{bmatrix} ! & \rho_{\# \# \# \# \&} & \rho_{\# \# \# \# \&} & \cdots & \rho_{\# \# \# \# \&}^{(N_{\# \# \# \# \&} - 1)} \\ \rho_{\# \# \# \# \&} & ! & \rho_{\# \# \# \# \&} & \cdots & \vdots \\ \rho_{\# \# \# \# \&} & \rho_{\# \# \# \# \&} & ! & \cdots & \rho_{\# \# \# \# \&} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \rho_{\# \# \# \# \&} \\ \rho_{\# \# \# \# \&}^{(N_{\# \# \# \# \&} - 1)} & \cdots & \rho_{\# \# \# \# \&} & \rho_{\# \# \# \# \&} & ! \end{bmatrix},$$

где $\rho_{! \# \# \# \&}$ – коэффициент корреляции сигнала.

Для описания корреляции канальных коэффициентов различных источников сигнала и помех введем матрицу совместной корреляции сигналов во всех передающих антенных:

$$\underline{\mathbf{R}}_{\# \# \# \# \&} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{R}}_{\# \#} & \rho_1 \mathbf{E} & \rho_2 \mathbf{E} & \cdots & \rho_M \mathbf{E} \\ \rho_1 \mathbf{E} & \underline{\mathbf{R}}_1 & \rho_{1 \#} \mathbf{E} & \cdots & \vdots \\ \rho_2 \mathbf{E} & \rho_{1 \#} \mathbf{E} & \underline{\mathbf{R}}_2 & \cdots & \rho_{(M-1) \#} \mathbf{E} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \rho_{(M-1) \#} \mathbf{E} \\ \rho_M \mathbf{E} & \cdots & \rho_{(M-1) \#} \mathbf{E} & \rho_{(M-1) \#} \mathbf{E} & \underline{\mathbf{R}}_M \end{bmatrix},$$

где ρ_{nm} – коэффициент корреляции сигналов n -й и m -й антенных систем источников помех и источника сигналов, \mathbf{E} – матрица, состоящая из единиц.

Матрица коэффициентов передачи от антенн, передающих сигнал и помехи к приемным антенным равна

$$\underline{\mathbf{H}}_{\$ \% \# \% \%} = \underline{\mathbf{R}}_{\# \% \% \% \%}^{\# \# \# \#} \underline{\mathbf{H}}_{\# \% \% \% \%}^{\# \# \# \#} \underline{\mathbf{R}}_{\$ \% \% \% \%}^{\# \# \# \#},$$

где $\underline{\mathbf{H}}_1 = N_{\$ \#} \times \left(N_{\# \#} + \sum_{m=1}^M N_m \right)$ матрица независимых гауссовых случайных чисел.

В более общем случае, учитывая как прямой луч, так и диффузное рассеяние сигнала при распространении радиоволн, канальная определяется как взвешенная сумма матриц, соответствующих этим составляющим $\underline{\mathbf{H}}_{! \#}$ и $\underline{\mathbf{H}}_{! \# \#}$:

$$\underline{\mathbf{H}} = \sqrt{\frac{K_{!''}}{K_{!''} + \kappa}} \underline{\mathbf{H}}_{\#} + \sqrt{\frac{\kappa}{K_{!''} + \kappa}} \underline{\mathbf{H}}_{\$ \%} \mathbf{I}$$

где $K_{!''}$ – фактор Райса для сигнала, $\underline{\mathbf{H}}_{\$ \%} = \underline{\mathbf{H}}_{!''} \otimes (\$(N_{\#}) \otimes (N_{!''}))$ – диффузная составляющая канальной матрицы для сигнала.

При распространении сигнала прямым лучом канальная матрица передачи сигнала от передатчика к приемнику равна:

$$\underline{\mathbf{H}}_{\#} = \left\{ h_{\# nm} = e^{-j\frac{1}{\lambda} R_{nm}}, n = ('))' N_{\$ \%} * m = ('))' N_{\& \%} \right\}$$

где $R_{nm} = \sqrt{|x_{\# n} - x_{\$ \% m}|^2 + |y_{\# n} - y_{\$ \% m}|^2}$ – расстояние между n -й приемной и m -й передающей антеннами; λ – длина волн.

Аналогично матрица коэффициентов передачи от передатчика помех к приемнику имеет вид: $\underline{\mathbf{H}}_{m} = \sqrt{\frac{K_{!''} m}{K_{!''} m + D}} \underline{\mathbf{H}}_{\$ \% m} + \sqrt{\frac{D}{K_{!''} m + D}} \underline{\mathbf{H}}_{\$ \% \& m}$ (где $K_{!''} m$ – фактор Райса для помехи; $\underline{\mathbf{H}}_{!''} m = N_{\#} \times N_{!''}$ канальная матрица прямого пути между источником помех и приемником; $\underline{\mathbf{H}}_{\$ \% \& m} = \underline{\mathbf{H}}_{\#} \otimes \left((N_{\$ \%} \otimes N_{\#}) + \sum_{k=1}^{m-1} N_k + (N_{\#} + \sum_{k=1}^m N_k) \right)$ – диффузная канальная матрица помех размером $N_{\#} \times N_{!''}$. Канальная матрица размера $N_{\#} \times N_{!''}$ прямого пути между источником помех и приемником равна:

$$\underline{\mathbf{H}}_{\# m} = \left\{ h_{\# nv} = e^{-j\frac{1}{\lambda} R_{nv}} (n =) (** (N_{\$ \%} + v =) (** (N_{\& \%} \right\})$$

где $R_{nv} = \sqrt{|x_{\# n} - x_{\$ \% v}|^2 + |y_{\# n} - y_{\$ \% v}|^2}$ – расстояние между n -й приемной антенной и v -й передающей антенной источника помех, λ – длина волн. Полученные значения канальной матрицы для помехи используется для расчета корреляционной матрицы помех в приемной антенне: $\underline{\mathbf{R}}_{\#} = \sum_{m=1}^M P_m \underline{\mathbf{H}}_m \underline{\mathbf{H}}_m^T$.

Пропускная способность ММО системы при действии пространственно коррелированных помех определяется методом декоррелирующего фильтра [12]:

$$C_H = \frac{q_s}{N_{\$ \%}} (\mathbf{I} + \frac{q_s}{N_{\$ \%}} \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{H}}^T \underline{\mathbf{W}}^T)^{-1}$$

где $q_s = \frac{P_s}{P_t}$ – отношение сигнал-шум, P_s – сумма дисперсий сигналов в передающих антенах; \mathbf{I} – единичная матрица размером $N_{!''} \times N_{!''}$; $\underline{\mathbf{W}} = \sqrt{P_t} [\# \$ \% \underline{\mathbf{R}}_V]^{-1}$ – матрица коэффициентов декоррелирующего фильтра, получаемая разложением Холецкого.

Усредняя (1) по K реализациям канальной матрицы, получаем количественную оценку пропускной способности $C = \overline{C}_H = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K C_H$.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Проведем анализ эффективности ММО системы методом статистического моделирования. Рассмотрим случай одной помехи $M = 1$. Количество передающих антенн $N_{!''} = \#$, количество приемных антенн $N_{!''} = \#$, количество антенн источника помехи

$N_m = !$. Координаты антенн, выраженные в длинах волн, равны: $x_{!m} = \frac{1}{\lambda} N_{!m}$, $y_{!m} = \frac{1}{\lambda} N_{!m}$, $x_{!n} = \frac{1}{\lambda} N_{!n}$, $y_{!n} = \frac{1}{\lambda} N_{!n}$, $d = |x_{!m} - x_{!n}| = \frac{1}{\lambda} |N_{!m} - N_{!n}|$, расстояние между соседними элементами антенн. Отношение сигнал-шум равно $q_s = P_s / N_0$, отношение помеха-шум равно $q_i = P_i / N_0$ дБ соответственно.

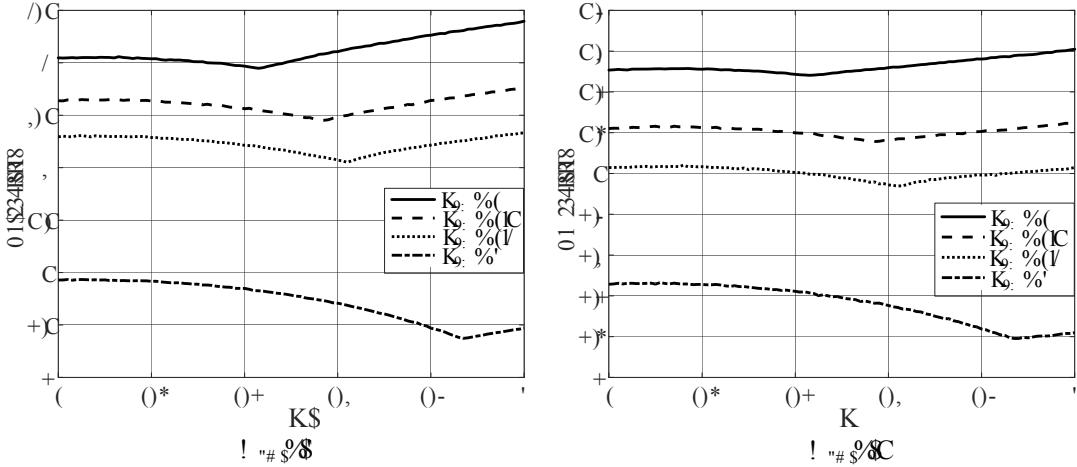


Рис. 2. Зависимости эргодической пропускной способности от коэффициента корреляции сигнала и помех ρ при различных значениях $\rho_{!m}$

На рис. 2 приведены зависимости эргодической пропускной способности от коэффициента корреляции сигнала и помех ρ , для различных значений коэффициента корреляции передаваемого сигнала $\rho_{!m}$ при $K_{!m} = #$ и $K_{!n} = #$. Из графиков видно, что при всех значениях коэффициентов корреляции передаваемого сигнала $\rho_{!m}$ пропускная способность изменяется по мере увеличения коэффициента корреляции сигнала и помех $\rho \rightarrow !$, но не монотонно: сначала она медленно снижается, а затем начинает расти. Кроме того, пропускная способность уменьшается по мере увеличения коэффициента корреляции сигнала $\rho_{!m}$ и этот эффект выражен сильнее при меньших значениях коэффициента $K_{!m}$. Когда коэффициент Райса $K_{!m}$ большой, пропускная способность C имеет меньшее значение, но более стабильная при изменении ρ .

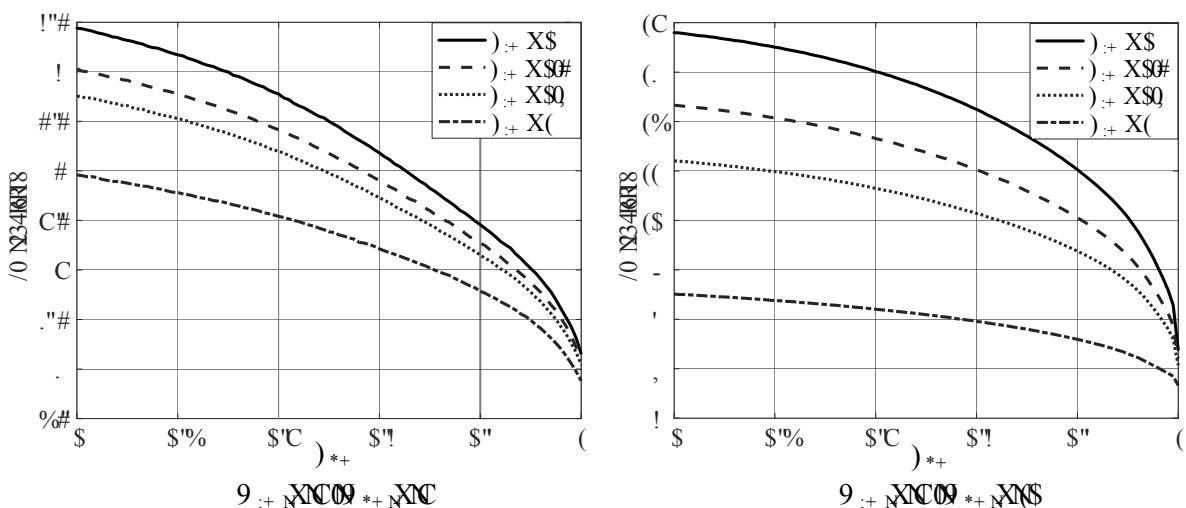


Рис. 3. Зависимости эргодической пропускной способности от коэффициента корреляции приемного сигнала ρ_{11} при различных значениях ρ_{11}

На рис. 3 приведены зависимости эргодической пропускной способности от коэффициента корреляции принимаемого сигнала ρ_{11} для различных коэффициентов корреляции сигнала передачи ρ_{11} при и $N_{11} = 8$. Из графиков видно, что при любых значениях ρ_{11} пропускная способность уменьшается с ростом коэффициента корреляции приемного сигнала ρ_{11} . При этом затухание происходит нелинейно: скорость затухания тем больше, чем больше коэффициент корреляции приемного сигнала ρ_{11} . При увеличении количества приемных антенн до $N_{11} = 16$ пропускная способность С также увеличивается. Одновременно эффект уменьшения пропускной способности при возрастании коэффициента ρ_{11} менее заметен при большем числе антенн.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, по результатам моделирования можно сделать вывод, что пропускная способность MIMO систем немонотонно зависит от коэффициента корреляции сигнала и помех ρ , уменьшается при увеличении коэффициента корреляции приемного сигнала ρ_{11} , а также коэффициента корреляции сигнала передачи ρ_{11} . Данный эффект необходимо учитывать для получения потенциальной эффективности систем передачи информации. Для этого потребуется более полное тестирование канальной матрицы с учетом корреляции ее отдельных элементов.

5. БЛАГОДАРНОСТИ

Работа выполнена при поддержке гранта Российского научного фонда 24-29-00850, <https://rscf.ru/en/project/24-29-00850/> в Рязанском государственном радиотехническом университете им. В.Ф. Уткина.

ЛИТЕРАТУРА

1. V. Kuhn, Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. John Wiley & Sons, 2006.
2. Telatar I.E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. // European Transactions on Telecommunication. 1999. Vol. 10, No 6. – Pp. 585-595.
3. Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с.
4. Паршин Ю.Н. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех. М.: КУРС, 2021. – 200 с.
5. Паршин Ю.Н., Нгуен В.Н.Т. Влияние количества элементов антенн на вероятности ошибки приема сигналов в беспроводных MIMO системах при наличии помех // Теория и техника радиосвязи, Воронеж: 2022, АО «Концерн «Созвездие», №1, с. 78-84.
6. Паршин Ю.Н., Нгуен В.Н.Т. Влияние пространственной структуры на пропускную способность беспроводных MIMO систем при наличии помех // Цифровая обработка сигналов, 2023, №2, с. 9-14.
7. Нгуен В.Н.Т. Повышение эффективности схемы Аламоути в беспроводных MIMO системах передачи информации при наличии помех // Сборник трудов. Том 1. V Международный научно-технический форум СТНО-2022, с. 122- 128.

8. Q. Yan, H. Zeng, T. Jiang, M. Li, W. Lou, Y. Thomas Hou. MIMO-based Jamming Resilient Communication in Wireless Networks. // IEEE Conference on Computer Communications, IEEE INFOCOM, 2014.
9. Zeng H., Cao C., Li H., Yan Q. Enabling jamming-resistant communication in wireless MIMO network // Proceedings of the IEEE Conference on Communications and Network Security, 2017, pp. 1-9.
10. Паршин Ю.Н., Фам В.Д. Анализ пропускной способности МИМО системы при действии пространственно коррелированных многолучевых помех // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2025: сб. тр. VIII междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2021; Рязань с. 1- 6.
11. MIMO System Technology for Wireless Communications / Edited by George Tsoulos. - USA, FL, Boca Raton: CRC Press, 2006. – 378 p.
12. Поляков П.Ф. Прием сигналов в многолучевых каналах. – М.: Радио и связь, 1986. – 248 с.

REFERENCES

1. V. Kuhn, Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. John Wiley & Sons, 2006.
2. Telatar I.E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. // European Transactions on Telecommunication. 1999, vol. 10, no 6, pp. 585-595.
3. Bakulin M.G., Varukina L.A., Kreyndelin V.B. MIMO technology: principles and algorithms. M: Goryachaya Liniya-Telecom, 2014. 244 p.
4. Parshin Yu. N. Space-time signal processing and interference cancellation. M.: KURS, 2021. 200 p.
5. Yu.N. Parshin, V.N.T. Nguyen, Influence of the number of antenna elements on the probability of signal reception errors in wireless MIMO systems in the presence of interference // Journal of Theory and Technology of Radio Communication, 2022, no 1, pp. 78–84.
6. Yu.N. Parshin, V.N.T. Nguyen, The influence of spatial structure on the capacity of wireless MIMO systems in the presence of interference // Digital Signal Processing, 2023, no.2, pp. 9–14.
7. Nguyen V.N.T. Schemes for increasing the efficiency of Alamouti in MIMO wireless information transmission systems in the presence of interference // Collection of works. Volume 1. V International Scientific and Technical Forum STNO-2022, pp. 122–128.
8. Q. Yan, H. Zeng, T. Jiang, M. Li, W. Lou, Y. Thomas Hou. MIMO-based Jamming Resilient Communication in Wireless Networks. // IEEE Conference on Computer Communications, IEEE INFOCOM, 2014.
9. Zeng H., Cao C., Li H., Yan Q. Enabling jamming-resistant communication in wireless MIMO network // Proceedings of the IEEE Conference on Communications and Network Security, 2017, pp. 1-9.
10. Parshin Yu.N., Pham V.D. Analysis of MIMO system capacity under the action of spatially correlated multipath interference // Modern Technologies in Science and Education - STNO-2025: Collection of Proc. of VIII International Scientific and Technical Forum: in 10 vol. Vol. 1 / edited by O.V. Milovzorov. Ryazan: Ryazan state radio engineerin university, 2025, pp. 1- 6.
11. MIMO System Technology for Wireless Communications / Edited by George Tsoulos. — USA, FL, Boca Raton: CRC Press, 2006. 378 p.
12. Polyakov P.F. Signal receiving in multipath channels. M.: Radio i svyaz, 1986. 248 p.

Научное издание

**РАДИОЛОКАЦИЯ,
НАВИГАЦИЯ, СВЯЗЬ**

*Сборник трудов
XXXI Международной научно-технической конференции
(г. Воронеж, 15–17 апреля 2025 г.)*

Том 2

Издано в редакции программного комитета

Подписано в печать 20.05.2025. Формат 60×84/16.
Усл. п. л. 24,1. Тираж 40 экз. Заказ 294

Издательский дом ВГУ
394018 Воронеж, пл. Ленина, 10
Отпечатано с готового оригинал-макета
в типографии Издательского дома ВГУ
394018 Воронеж, ул. Пушкинская, 3

Фотография на обложке

Макет прибора для обнаружения и регистрации электрических колебаний А. С. Попова (СССР, 1970-е).

Фотография предоставлена ЦМС имени А. С. Попова.
<https://www.rustelecom-museum.ru>

О радиоприемнике А. С. Попова

7 (25) мая 1895 г. Александр Степанович Попов на заседании Физического отделения Русского физико-химического общества в Санкт-Петербургском университете провел первую публичную демонстрацию радиоприемника, способного работать кодом Морзе, то есть различать сигналы по длительности. В схеме своего радиоприемника он использовал когерерный индикатор О. Лоджа, усилитель постоянного тока и электрический звонок, который обеспечивал электромеханическую обратную связь и звуковую индикацию сигналов.

Усилитель, в качестве которого использовалось поляризованное телеграфное реле, позволял включать на выходе приемника электрический звонок. Электромеханическая обратная связь обеспечивала автоматическое, синхронное с принимаемыми сигналами, восстановление чувствительности когерерного индикатора. Схема радиоприемника А. С. Попова стала основой для устройств радиосвязи первого поколения.

ISBN: 978-5-92734-269-3



9 785927 342693

ISBN: 978-5-92734-271-6



9 785927 342716