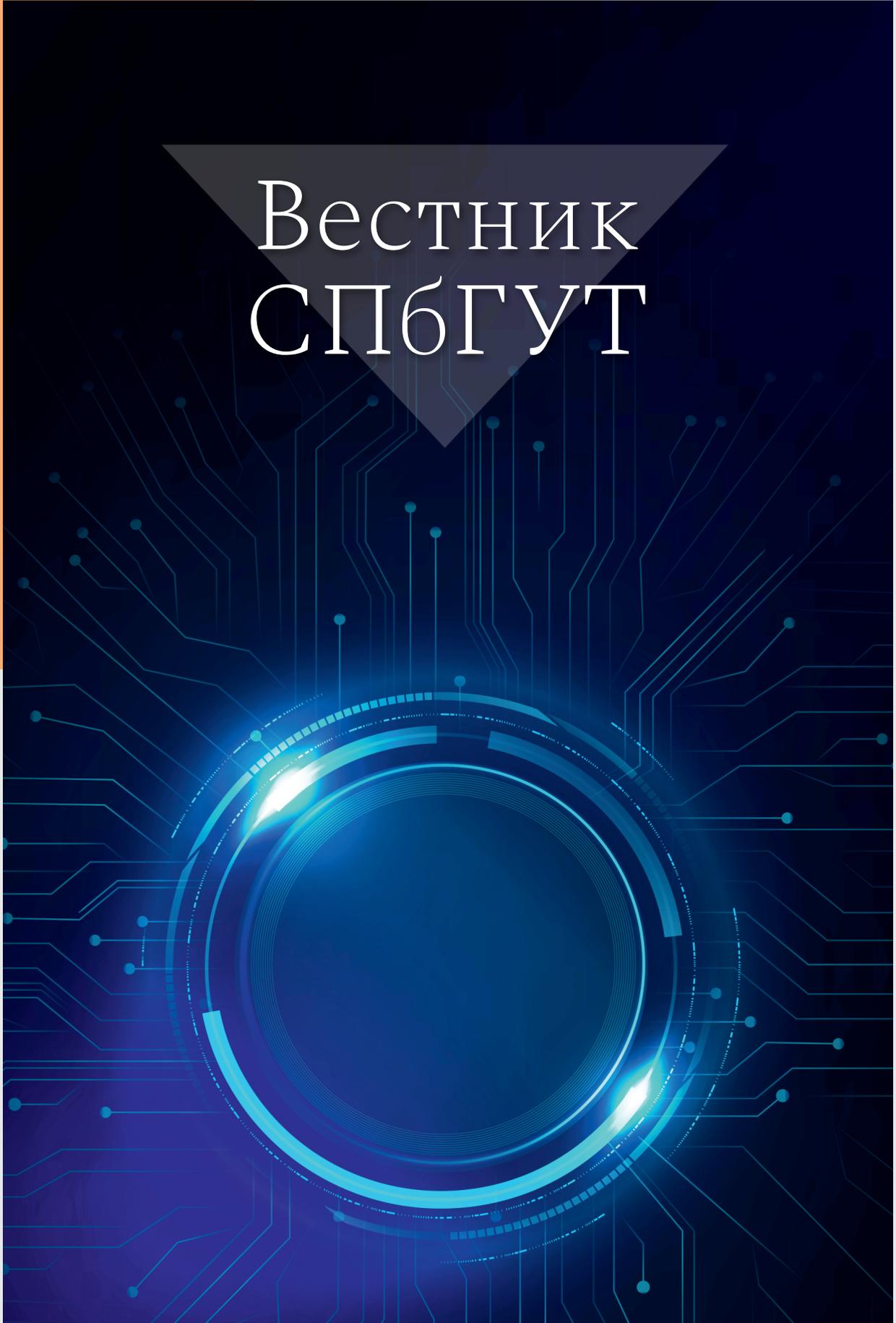


ISSN 3034-2201

Вестник СПбГУТ

Том 2. № 3. 2024



Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича» (СПбГУТ)

Научный журнал

Вестник СПбГУТ

Том 2. № 3

Herald of SPbSUT

Vol. 2. Iss. 3

Санкт-Петербург

2024

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Editorial Board

Главный редактор *Editor-in-Chief*

Владыко А.Г. (Санкт-Петербург)
Vladyko A.G. (St. Petersburg)

Макаренко С.И. (Санкт-Петербург)
Makarenko S.I. (St. Petersburg)

Гехт А.Б. (Санкт-Петербург)
Gekht A.B. (St. Petersburg)

Дунайцев Р.А. (Санкт-Петербург)
Dunaytsev R.A. (St. Petersburg)

Зикратов И.А. (Санкт-Петербург)
Zikratov I.A. (St. Petersburg)

Калимуллина О.В. (Санкт-Петербург)
Kalimullina O.V. (St. Petersburg)

Литвинов В.Л. (Санкт-Петербург)
Litvinov V.L. (St. Petersburg)

Окунева Д.В. (Санкт-Петербург)
Okuneva D.V. (St. Petersburg)

Симонина О.А. (Санкт-Петербург)
Simonina O.A. (St. Petersburg)

Сотников А.Д. (Санкт-Петербург)
Sotnikov A.D. (St. Petersburg)

Шутман Д.В. (Санкт-Петербург)
Shutman D.V. (St. Petersburg)

Юрова В.А. (Санкт-Петербург)
Yurova V.A. (St. Petersburg)

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

- Экспериментальная апробация технологии MIMO стандарта LTE средствами программно-конфигурируемого радио*
Шеремет Н. В. , Фокин Г. А.
- 1 Experimental Testing of MIMO Technology of the LTE Standard Using Software-Defined Radio*
Sheremet N., Fokin G.
- Инновационные проекты: прибыльность и риски инвестиций*
Котов В. И.
- 2 Innovative Projects: Profitability and Risks of Investments*
Kotov V.
- Исследование влияния кузова автомобиля на электрические характеристики низкопрофильной широкополосной антенны*
Лянгузов Д. А.
- 3 Investigation of the Influence of the Car Body on the Electrical Characteristics of a Low-profile Broadband Antenna*
Lyanguzov D.
- Сравнительное исследование многоканальных многопролетных волоконно-оптических систем связи с энергетическим и когерентным приемом*
Глаголев С. Ф., Какусилумезо С. Э., Агоштиньо П. С.
- 4 Comparative Study of Multi-channel Multi-span Fiber-optic Communication Systems with Energy and Coherent Reception*
Glagolev S., Kakusilumezo S., Agostinho P.
- Оценка чувствительности радиоприемника с использованием коэффициентов внешних и внутренних шумов*
Мелихов С. В.
- 5 Radio Receiver Sensitivity Assessment Using External and Internal Noise Coefficients*
Melikhov S.

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций: Эл № ФС77-85553 от 28 июня 2023 г.

КОНТАКТНАЯ ИНФОРМАЦИЯ

Учредитель и издатель: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича» (СПбГУТ)

Адрес учредителя: 191186, Санкт-Петербург, набережная реки Мойки, д. 61, литера А

Адрес редакции: 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22/1, к. 334/2
Тел.: +7 (812) 326-31-63, м. т. 2022,

E-mail: vestnik@sut.ru
Web: <http://vestnik-sut.ru>

УДК 621.391.6

Экспериментальная апробация технологии MIMO стандарта LTE средствами программно-конфигурируемого радио

Шеремет Н. В. ✉, Фокин Г. А.

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

Постановка задачи: экспериментальная апробация существующих беспроводных телекоммуникационных систем, таких как технология Multiple Input Multiple Output (MIMO) в стандарте Long-Term Evolution (LTE), является примером актуальной и востребованной тенденции использования методов и средств программно-конфигурируемого радио для макетирования и прототипирования систем подвижной радиосвязи и позиционирования. **Целью работы** является проверка работоспособности режима многоантенной радиосвязи в стандарте LTE с помощью разнесенной передачи двумя антеннами и комбинирования на приеме двумя антеннами с использованием программно-конфигурируемого радио. **Используемые методы:** рассматривается реализация методов разнесенной передачи и приема посредством применения ортогонального пространственно-временного блочного кода Аламоути на передатчике в сочетании с комбинированием по критерию максимизации отношения сигнал/шум на приемнике. С целью экспериментальной апробации режима MIMO выполняется программная реализация разнесенной передачи и приема в среде MATLAB с использованием плат программно-конфигурируемого радио LibreSDR. **Результат:** в процессе макетирования на приемной стороне были получены экспериментальные оценки канальных коэффициентов передачи для схемы MIMO 2×2, исходя из которых в первом приближении сделан вывод о пространственной декорреляции двух каналов на передаче и приеме в лабораторных условиях. Элементом **новизны** работы является постановка эксперимента и анализ результатов по особенностям функционирования режима MIMO стандарта LTE в лабораторных условиях с использованием плат программно-конфигурируемого радио LibreSDR. **Теоретическая / Практическая значимость:** экспериментальная апробация специфицированного стандартом LTE режима MIMO средствами программно-конфигурируемого радио в лабораторных условиях подтверждает возможность и целесообразность проведения таких исследований с реальными сигналами операторских базовых станций на плате LibreSDR.

Ключевые слова: стандарт Long-Term Evolution (LTE), технология Multiple Input Multiple Output (MIMO), программно-конфигурируемое радио, схема Аламоути, язык программирования / среда разработки MATLAB

Источник финансирования: статья подготовлена в рамках прикладных научных исследований СПбГУТ, регистрационный номер 1023031600087-9-2.2.4;2.2.5;2.2.6;1.2.1;2.2.3 в ЕГИСУ НИОКТР.

Введение

Исследование моделей и методов пространственной обработки сигналов в многоантенных системах MIMO (аббр. от англ. Multiple Input Multiple Output — системы с множественным входом и множественным выходом) средствами имитационного моделирования позволяет оценивать показатели функционирования перспективных сетей пятого поколения 5G [1–6]. Однако, опираясь исключительно на

Библиографическая ссылка на статью:

Шеремет Н. В., Фокин Г. А. Экспериментальная апробация технологии MIMO стандарта LTE средствами программно-конфигурируемого радио // Вестник СПбГУТ. 2024. Т. 2. № 3. С. 1. EDN: SCUWLY

Reference for citation:

Sheremet N., Fokin G. Experimental Testing of MIMO Technology of the LTE Standard Using Software-Defined Radio // Herald of SPbSUT. 2024. Vol. 2. Iss. 3. P. 1. EDN: SCUWLY

программную реализацию процедур формирования, передачи, приема и обработки сигналов в системах радиосвязи, невозможно учесть ряд факторов, определяемых в конечном счете аппаратными ограничениями. Для преодоления этого недостатка при разработке систем радиосвязи академическое и промышленное сообщество использует подход модельно-ориентированного проектирования в совокупности со средствами программно-конфигурируемого радио (SDR — аббр. от англ. Software-Defined Radio) [7–13]. Вследствие широкого распространения сетей подвижной радиосвязи LTE (аббр. от англ. Long-Term Evolution — букв. «долгосрочное развитие») актуальной и востребованной остается задача макетирования режима многоантенной радиосвязи MIMO в стандарте LTE.

Многоантенные системы и пространственная обработка сигналов являются одними из наиболее перспективных средств повышения производительности, эффективности и надежности сетей подвижной радиосвязи посредством использования нескольких передающих и принимающих антенн. Технология MIMO стала фундаментальным компонентом современных сотовых сетей, включая стандарт LTE, обеспечивая пространственное мультиплексирование, разнесение и формирование луча. Данная статья посвящена разнесенной передаче и комбинированному приему как методу реализации MIMO, который позволяет повысить надежность канала связи за счет борьбы с эффектом замираний путем одновременной передачи избыточной информации с нескольких антенн и комбинирования принятых сигналов на приемной стороне. В частности, в качестве предмета исследования рассматривается программная реализация и экспериментальная апробация ортогонального пространственно-временного блочного кода Аламоути на передаче в сочетании с комбинированием сигналов по критерию максимизации отношения сигнал/шум (Maximum Ratio Combining, MRC) на приемнике, что позволяет использовать потенциал двух антенн как на передающем, так и на принимающем конце.

SDR-подход уже получил широкое распространение в прототипировании и экспериментальной апробации алгоритмов и методов передачи и приема в мобильной радиосвязи [7–11] и позиционирования [12]. Однако все еще остается актуальной задача экспериментальной апробации алгоритмов пространственной обработки сигналов, реализующих использование нескольких антенн на передающей и принимающей сторонах радиоканала стандарта LTE [13]. С целью апробации режима MIMO, реализованного в стандарте LTE, данная статья описывает соответствующие процедуры, их программную реализацию в среде MATLAB и демонстрирует работу средствами платы LibreSDR.

Анализ состояния проблемы в области прототипирования и экспериментальной апробации многоантенных систем стандарта LTE с использованием подхода SDR по открытым зарубежным источникам [14–23] показал высокую актуальность и востребованность данного направления исследований. В работе [14] представлен SDR-макет многоантенной приемной системы, построенной на платах USRP (аббр. от англ. Universal Software Radio Peripheral — универсальное программное радиоустройство), способный записывать сигналы базовых станций (БС) стандарта LTE из радиозфира в диапазоне до 6 ГГц и выполнять их последующую постобработку. Одним из практических приложений такой постобработки является калибровка аппаратного тракта USRP посредством конфигурации программно-управляемых параметров на приеме, в том числе фазового сдвига, что критично для макетирования процедур пространственной обработки сигналов в MIMO системах. В работе [15] приводятся результаты экспериментальной апробации алгоритма выбора антенны в многоантенной системе прототипированием на многоканальной платформе USRP-RIO посредством аппаратной прошивки кода HDL в программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС); такой подход характеризуется чрезвычайно высокой трудоемкостью, однако позволяет получить минимальную задержку при пространственной обработке за счет быстрого действия при параллельных вычислениях. В работе [16] описывается прототипирование приемопередатчика стандарта LTE на платах USRP с использованием среды с открытым исходным кодом srsRAN. Такой подход позволяет приступить к экспериментальной апробации достаточно оперативно, так как среда srsRAN реализует весь стек протоколов стандарта LTE, однако проследить выполнение математических операций по пространственной обработке сигналов в MIMO-системах на физическом уровне проблематично. Отдельным направлением работ является программно-аппаратная эмуляция радиоканала MIMO с использованием плат USRP, работающих на передачу и прием в радиозэфире в заданных условиях [17, 18]. Недостатком таких работ является отсутствие возможности как-либо верифицировать опубликованные результаты, так как исходные программные модули на языках HDL [17] и C/C++ [18], реализующие заявленный функционал, в открытый

доступ, как правило, не выкладываются. Исследования, направленные на оценку радиоканалов MIMO, могут использовать антенные системы, имеющие только одну антенну на одном из концов радиоканала; например в работе [19] рассматривается система MISO 8×1. (*аббр. от англ. Multiple Input Single Output* — системы с множественным входом и единственным выходом). Многоантенные системы следующих поколений мобильной связи также разрабатываются с применением прототипов на основе SDR-плат, как показано в [20], где макет восьмиантенной системы используется для проектирования модуля смартфонов поколения 5G NR. Платформы SDR применяются и для макетирования разрабатываемых в настоящий момент улучшений MIMO для стандарта 4G, как в статье [21], где за счет использования новых протоколов приема и пространственной обработки сигналов достигается увеличение пропускной способности сети при различных отношении сигнал/шум (ОСШ). В статье [22] предложен зонд радиоканала MIMO 4×4 на основе SDR-платформы, предназначенный для исследования особенностей пространственной обработки на железнодорожных путях. Схожая по своей сути оценка работоспособности системы MIMO 2×2 при наличии и отсутствии прямой видимости, построенной с использованием плат SDR, описана в работе [23].

Исходя из проведенного анализа области исследования, можно сделать вывод об актуальности и востребованности задачи макетирования и апробации многоантенных систем MIMO стандарта LTE с использованием оборудования SDR-плат. По имеющейся у авторов информации решение данной задачи с использованием платформы LibreSDR до настоящего времени не проводилось.

Формирование сигнала в режиме MIMO стандарта LTE

Формирование сигнала стандарта LTE включает в себя несколько этапов обработки изначальных бит информации, служащих для обеспечения отлаженной, эффективной и надежной передачи данных по нисходящим и восходящим каналам в сети мобильной связи, состоящей из сотен БС и миллионов пользовательских устройств (UE, *аббр. от англ. User Equipment*). В данной работе рассматривается формирование сигнала с точки зрения физического и канального уровня модели соединения открытых систем (OSI, *аббр. от англ. Open Systems Interconnection*) в соответствии со спецификациями 3GPP (*аббр. от англ. 3rd Generation Partnership Project* — проект партнерства третьего поколения), описывающими технологию LTE. Спецификацией 3GPP TS 36.212 [24] для канального уровня определены следующие процедуры на рисунке 1 при формировании нисходящего сигнала на примере PDSCН (*аббр. от англ. Physical Downlink Shared Channel* — физический нисходящий общий канал).

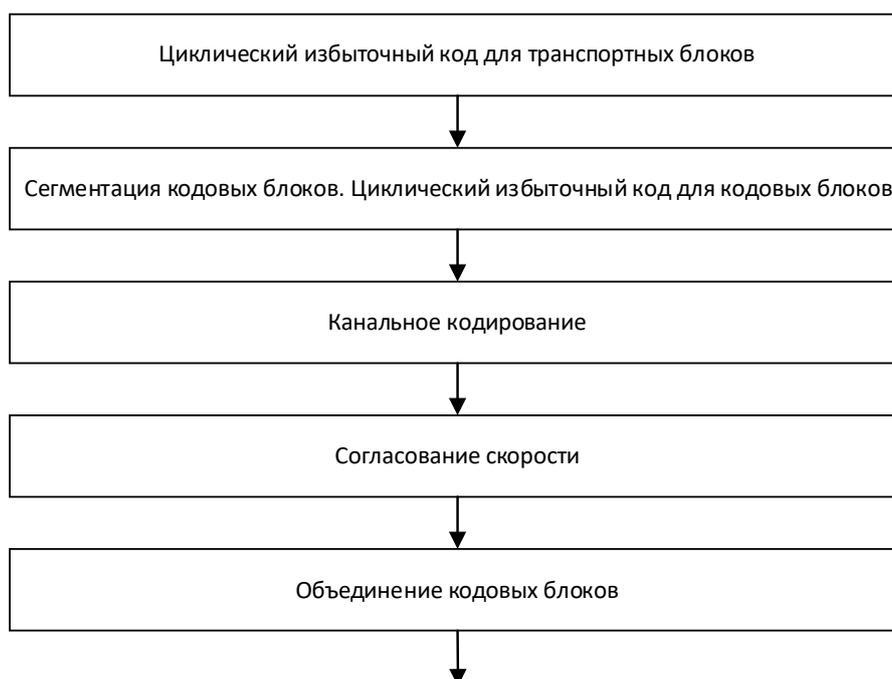


Рис. 1. Схема формирования нисходящего сигнала на канальном уровне LTE

Этап 1. Присоединение CRC. Формирование нисходящего сигнала LTE начинается с добавления в конец каждого транспортного блока бит циклического избыточного кода (CRC, аббр. от англ. Cyclic Redundancy Check), предназначенного для обнаружения ошибок. Длина блока определяется используемым полиномиальным генератором и может составлять 24 бит для передачи данных, 16 бит — для нисходящей контрольной информации и 8 бит — для восходящей контрольной информации. Выбор генератора зависит от типа кодируемого канала и требования к обнаружению ошибок. Избыточный код будет рассчитан на приемной стороне и сопоставлен с принятым; в случае обнаружения ошибки приемник выполнит гибридный автоматический запрос повторной передачи (HARQ, аббр. от англ. Hybrid Automatic Repeat Request).

Этап 2. Сегментация. Транспортные блоки при слишком большом размере разбиваются на кодовые блоки размером от 40 до 6144 бит в зависимости от конфигурации и возможностей дальнейшего перемежителя турбокодера. Слишком маленькие блоки дополняются незначащими битами в начале. Для кодовых блоков также производится добавление 24 бит CRC в конец каждого блока.

Этап 3. Канальное кодирование. Заключается в обработке кодовых блоков одним из методов: сверточным кодером (Tail-Biting Coder) для канала BCH (аббр. от англ. Broadcast Channel — широковещательный канал) или турбокодером с внутренним перемежителем для остальных каналов. Данные алгоритмы в отличие от CRC позволяют исправлять ошибки, а не только обнаруживать их. Турбокодер принимает входные данные и обрабатывает их через два составных кодера, каждый из которых имеет восемь состояний, для генерации битов четности. Систематические (изначальные) биты и получившиеся биты четности затем перемежаются внутри схемы для улучшения эффективности исправления ошибок за счет устранения их группового характера. В результате кодирования образуются три битовых потока, кодовая скорость составляет 1/3.

Этап 4. Согласование скорости. Для придания битовому потоку необходимой для заданной модуляционно-кодирующей схемы (MCS, аббр. от англ. Modulation and Coding Scheme) скорости происходит соответствующее согласование числа бит в транспортном блоке и числа доступных ресурсных элементов с перемежением согласно использованному ранее кодеру. Объединенная битовая последовательность преобразуется посредством удаления и копирования некоторых бит из потоков и объединяется в блоки кодовых слов. Количество кодовых слов зависит от канала и схемы передачи: все каналы используют одно кодовое слово, но PDSCH при передаче данных в схеме пространственного мультиплексирования использует два.

Спецификацией 3GPP TS 36.211 [25] определены следующие операции физического уровня для нисходящего трафика (рисунок 2).

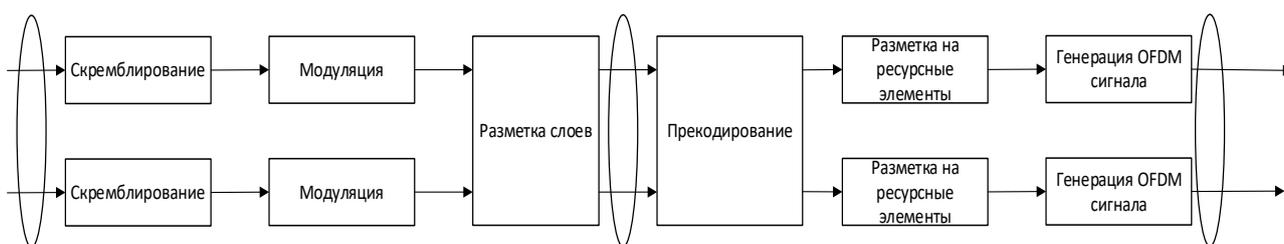


Рис. 2. Схема формирования нисходящего сигнала на физическом уровне

Этап 5. Скремблирование. При скремблировании кодовые слова побитово умножаются на ортогональную последовательность и псевдослучайную последовательность, уникальную для каждого UE скремблирующую последовательность, определяемую физическим идентификатором соты и временным идентификатором радиосети (RNTI, аббр. от англ. Radio Network Temporary Identifier). В качестве последовательности в зависимости от назначения могут применяться следующие: код Голда, последовательности Задова — Чу и PN-последовательности (аббр. от англ. Pseudo-Random Noise — псевдослучайный шум). Помимо различения UE процедура предназначена для рандомизации битового потока с целью исключения длинных цепочек нулей и единиц и равномерного распределения энергии сигнала.

В соответствии со спецификацией 3GPP TS 36.211 процедура скремблирования кодовых слов для канала PDSCH заключается в преобразовании блока бит $b^{(q)}(0), \dots, b^{(q)}(M_{bit}^{(q)} - 1)$, где $M_{bit}^{(q)}$ —

число бит кодового слова q , в блок скремблированных бит $\tilde{b}^{(q)}(0), \dots, \tilde{b}^{(q)}(M_{bit}^{(q)} - 1)$ в соответствии с формулой:

$$\tilde{b}^{(q)}(i) = (b^{(q)}(i) + c^{(q)}(i)) \bmod 2, \quad (1)$$

где $c^{(q)}(i)$ – скремблирующая последовательность, определенная кодом Голда:

$$\begin{aligned} c(n) &= (x_1(n + N_C) + x_2(n + N_C)) \bmod 2, \\ x_1(n + 31) &= x_1(n + 3) + x_1(n) \bmod 2, \\ x_2(n + 31) &= x_2(n + 3) + x_2(n + 2) + x_2(n + 1 + x_2(n)) \bmod 2, \end{aligned} \quad (2)$$

где $N_C = 1600$, $x_1(0) = 1$, $x_1(n) = 0$, $n = 1, 2, \dots, 30$.

Скремблирующая последовательность инициализируется в начале каждого субкадра значением c_{init} , которое зависит от типа транспортного канала. Для PDSCH c_{init} определено следующей формулой:

$$c_{init} = n_{RNTI} \cdot 2^{14} + q \cdot 2^{14} + [n_s/2] \cdot 2^9 + N_{ID}^{cell}, \quad (3)$$

где n_{RNTI} соответствует RNTI; n_s – номер слота в кадре; N_{ID}^{cell} – идентификатор соты.

При программной реализации в среде MATLAB и пакете расширения LTE Toolbox операция скремблирования кодовых слов канала PDSCH производится функцией `ltePDSCHPRBS`. Данная функция возвращает скремблированную последовательность заданной длины, подпоследовательность генератора и инициализирующее значение c_{init} . В качестве входных аргументов функция принимает конфигурацию БС, включающую в себя идентификатор соты и число субкадров, а также RNTI, индекс кодового слова, требуемую длину скремблированной последовательности, диапазон скремблирования подпоследовательности и тип данных результирующей последовательности.

Этап 6. Модуляция. Определяет, сколько бит может быть передано одним ресурсным элементом сетки в соответствии с MCS, и возвращает блок модулированных символов в виде синфазной и квадратурной составляющей в соответствии с наборами определенных спецификацией значений для схем модуляций. В технологии LTE используются следующие схемы: QPSK, 16QAM, 64QAM и 256QAM. При модуляции блок скремблированных бит $\tilde{b}^{(q)}(0), \dots, \tilde{b}^{(q)}(M_{bit}^{(q)} - 1)$ преобразуется в блок комплексных символов $\mathbf{d}^{(q)}(0), \dots, \mathbf{d}^{(q)}(M_{bit}^{(q)} - 1)$.

В пакете LTE Toolbox модуляционное преобразование осуществляется посредством применения универсальной для всех каналов функции `lteSymbolModulate`, принимающей на вход одну или две последовательности бит и схему модуляции для каждого из наборов бит и возвращающей модулированные последовательности.

Этап 7. Отображение на слои. Далее символы отображаются на слои, число которых может быть от одного до восьми (нисходящий трафик) в зависимости от числа кодовых слов и передающих антенн. Отображение также отличается для случаев применения распределенной передачи и пространственного мультиплексирования.

При использовании разнесенной передачи возможно применение только двух или четырех слоев, предназначенных для передачи одного кодового слова. При пространственном мультиплексировании одно кодовое слово может передаваться на слоях в количестве от одного до четырех, два кодовых слова могут передаваться на слоях в количестве от двух до восьми.

Один слой используется для передачи одного кодового слова одним антенным портом, в данном случае символы передаются без изменений.

Распределение символов по слоям в зависимости от количества слоев и кодовых слов определено для пространственного мультиплексирования в соответствующей таблице спецификации [25] так, что при нечетном количестве слоев большая их часть служит для передачи второго кодового слова, например, для передачи двух кодовых слов тремя слоями отображение может быть представлено следующим образом:

$$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i); x^{(1)}(i) = d^{(1)}(2i); x^{(2)}(i) = d^{(1)}(2i + 1). \quad (4)$$

В режиме разнесенной передачи символы поочередно и равномерно распределяются между двумя и четырьмя слоями. Если при отображении (разметке) на четыре слоя количество символов не кратно четырем, то два нулевых символа добавляются в конец слоя:

$$M_{symb}^{layer} = \begin{cases} M_{symb}^{(0)}/4 & \text{if } M_{symb}^{(0)} \bmod 4 = 0 \\ (M_{symb}^{(0)} + 2)/4 & \text{if } M_{symb}^{(0)} \bmod 4 \neq 0 \end{cases}. \quad (5)$$

Для разметки слоев в MATLAB LTE Toolbox используется универсальная для всех каналов функция `lteLayerMap`. Функция принимает на вход последовательность модулированных символов, количество слоев и схему передачи для формирования матрицы символов по слоям.

Этап 8. Прекодирование. Происходит разметка на антенные порты для передачи в соответствии с указанным режимом. Для прекодирования символов, передающихся с применением разнесенной передачи или пространственного мультиплексирования, используются прекодирующие матрицы из кодовых книг, определенных БС и UE.

Прекодирование для одного антенного порта p происходит без преобразований. Для пространственного мультиплексирования прекодирование возможно для случая с циклической задержкой (CDD, аббр. от англ. Cyclic Delay Diversity) и без. В последнем случае получим следующее правило:

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(i) \\ \vdots \\ y^{(P)}(i) \end{bmatrix} = \mathbf{W}(i) \begin{bmatrix} x^{(0)}(i) \\ \vdots \\ x^{(v-1)}(i) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где $\mathbf{W}(i)$ — прекодирующая матрица размера $P \times v$ (P — количество антенных портов, v — количество слоев). Прекодирующая матрица выбирается из элементов кодовой книги, сконфигурированной БС и UE.

При внесении CDD получим следующее правило:

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(i) \\ \vdots \\ y^{(P)}(i) \end{bmatrix} = \mathbf{W}(i) \mathbf{D}(i) \mathbf{U}(i) \begin{bmatrix} x^{(0)}(i) \\ \vdots \\ x^{(v-1)}(i) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где $\mathbf{D}(i)$ — диагональная матрица CDD размера $v \times v$ — и \mathbf{U} — матрица размера $v \times v$ — определены спецификацией для двух, трех и четырех слоев.

Также возможно прекодирование для пространственного мультиплексирования с использованием уникальных для абонентского устройства опорных символов. В таком случае прекодирование осуществляется для антенных портов $p = \{11, 13\}$ при использовании двух антенн.

Прекодирование для большего количества слоев (до восьми) осуществляется посредством использования антенных портов $p = \{7, 8, \dots, v+6\}$:

$$\begin{bmatrix} y^{(7)}(i) \\ y^{(8)}(i) \\ \vdots \\ y^{(v+6)}(i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x^{(0)}(i) \\ x^{(1)}(i) \\ \vdots \\ x^{(v-1)}(i) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Прекодирование символов для режима разнесенной передачи определено для двух и четырех антенн фиксированными формулами, в которых квадратурная и синфазная составляющая каждого символа разделяются. При разнесенной передаче для двух антенн прекодирование осуществляется в соответствии со схемой Аламоути:

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(2i) \\ y^{(1)}(2i) \\ y^{(0)}(2i+1) \\ y^{(1)}(2i+1) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & j & 0 \\ 0 & -1 & 0 & j \\ 0 & 1 & 0 & j \\ 1 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(1)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(1)}(i)) \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Если длина блока символов не кратна четырем, при разнесенной передаче четырьмя антеннами, в конец блока добавляются два нулевых символа, как в выражении (5).

Для прекодирования слоев в MATLAB применяется функция `lteDLPrecode`, имеющая два возможных набора входных аргументов. В первом случае для прекодирования требуются матрица слоев, число антенных портов, схема передачи и кодовая книга. Во втором случае в качестве аргументов выступают матрица слоев, конфигурация БС, включающая в себя число антенных портов, идентификатор соты, число субкадров, число ресурсных блоков и индикатор информации управления, конфигурация канала передачи, включающая в себя схему передачи, индекс используемой кодовой книги, набор индикаторов матрицы прекодирования (PMI, аббр. от англ. Precoding Matrix Indicator) и индексы ресурсных блоков PDSCH.

Матрица прекодирования в MATLAB задается набором функций `PMISet`. Функция `ltePMISelect` позволяет на основе данных о режиме передачи и состоянии канала определить оптимальный набор PMI, информация о котором может быть получена через функцию `ltePMIInfo`. Функция `lteCSICodebook` используется внутри `ltePMISelect` для подбора кодовой книги прекодирования на основе информации о состоянии канала (CSI, аббр. от англ. Channel State Information).

Этап 9. Разметка на ресурсные элементы. Для каждого антенного порта блок комплексных символов размечается на ресурсные элементы сетки, не занятые другими физическими каналами, синхронизационными и опорными сигналами. Правила разметки для каждого канала и сигнала заранее определены, что необходимо для корректного приема и извлечения информации из сигнала.

Разметка канала PDSCH производится с помощью функции `ltePDSCHIndices`. Функция принимает на вход конфигурацию БС, конфигурацию канала передачи и индексы физических ресурсных блоков. Результатом работы функции является трехмерная матрица, представляющая сетки ресурсных элементов, соответствующие антенным портам.

Этап 10. OFDM-модуляция. Последним этапом обработки является модуляция с применением мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM, аббр. от англ. Orthogonal Frequency Division Multiplexing), технологии разделения сигнала на множество ортогональных поднесущих, не создающих помех друг другу. OFDM-модуляция повышает спектральную эффективность за счет плотного расположения поднесущих и сочетается со всеми режимами передачи LTE.

В LTE Toolbox OFDM-модуляция осуществляется функцией `lteOFDMModulation`. Входными аргументами функции являются конфигурация БС, ресурсная сетка, параметр окна функции и число точек обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ). Функция осуществляет внесение постоянных поднесущих, вычисление ОБПФ, добавление циклического префикса и сглаживание начала и конца OFDM-символов функцией окна с последующим частичным перекрытием символов для снижения уровня внеполосного излучения. Функция возвращает последовательность временных выборок для каждого антенного порта. Длина последовательности (количество выборок) определяется следующей формулой:

$$T = K \cdot 30720/2048 \cdot N_{fft}, \quad (10)$$

где K — число субкадров ресурсной сетки; N_{fft} — число отсчетов ОБПФ, число поднесущих, выбираемое в соответствии с числом ресурсных блоков и, следовательно, с шириной полосы сигнала, как показано в таблице 1.

Таблица 1. Соответствие отсчетов ОБПФ и числа ресурсных блоков

Число ресурсных блоков	Число отсчетов ОБПФ
6	128
15	256
25	512
50	1024
75	2048
100	2048

Схема формирования сигнала канала PDSCH (рисунок 2) в рамках пакета LTE Toolbox представлена в виде соответствующих функций на рисунке 3.

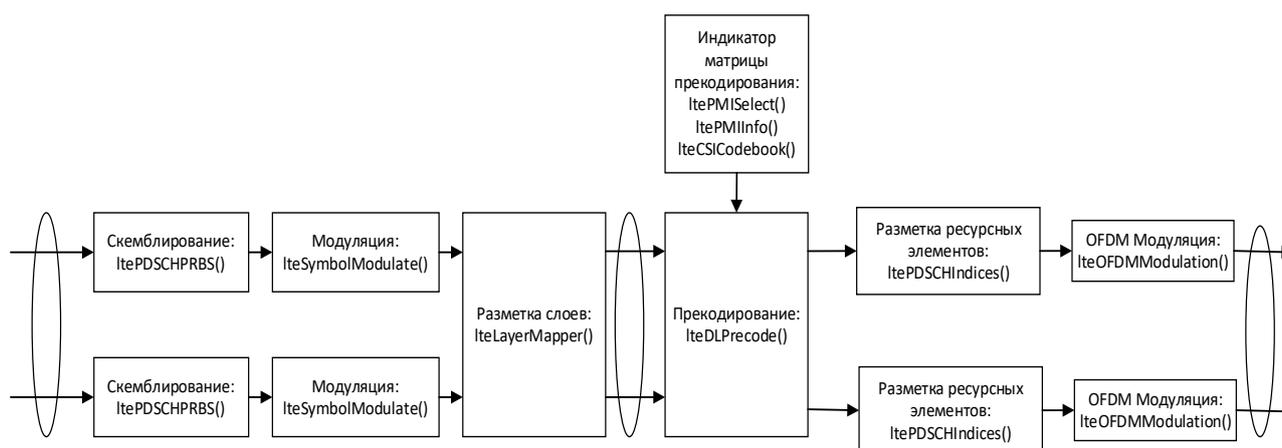


Рис. 3. Схема формирования сигнала PDSCH на физическом уровне в MATLAB

Режимы передачи MIMO в стандарте LTE

Сети мобильной связи стандарта LTE изначально были рассчитаны на применение технологии MIMO, позволяющей БС и UE использовать несколько антенн для передачи и приема сигналов, таким образом увеличив пропускную способность и уменьшив число ошибок при обмене данными без снижения скорости передачи в условиях многолучевого распространения радиоволн.

Режимы передачи LTE включают в себя: разнесенную передачу, пространственное мультиплексирование (SU-MIMO и MU-MIMO – однопользовательский и многопользовательский MIMO) и управление лучом (Beamforming). В спецификации 3GPP TS 36.213 [26] для передачи данных в нисходящем канале определено 10 режимов передачи, часть которых будет рассмотрена далее, и соответствующие им форматы нисходящей информации управления (DCI, аббр. от англ. Downlink Control Information).

Разнесенная передача. Данный режим повышает энергетический запас и компенсирует часть затухания сигнала при распространении, что делает передачу более устойчивой за счет использования на передатчике двух или четырех антенн, каждая из которых может применять свое кодирование и частотный ресурс. Как и режим одиночной передающей антенны, использует форматы DCI 1 и 1A. Разнесенная передача в LTE подразделяется на замкнутую и незамкнутую.

Замкнутая разнесенная передача. В этом режиме одни и те же данные передаются одновременно через несколько антенн. Он используется для повышения качества и устойчивости сигнала за счет пространственного разделения канала.

В случае если помеховое воздействие слишком сильное и ОСШ становится слишком низким, осуществляется передача с CDD, при которой для второй копии сигнала вводится фазовый сдвиг, составляющий 180°, определяемый с помощью PMI. Выбор PMI зависит от частоты сигнала и скорости передвижения UE. Получение данной информации вносит временную задержку, из-за чего полученный индекс PMI может оказаться неактуальным, если UE движется относительно быстро.

Разомкнутая разнесенная передача в сетях LTE осуществляется по схеме Аламоути, в

соответствии с которой в первый момент времени первая антенна передает первый символ, и вторая передает второй, во второй момент времени первая антенна передает комплексно-сопряженный второй символ, и вторая передает комплексно-сопряженный первый символ с отрицательным знаком. Данный метод также известен как ортогональное пространственно-временное блочное кодирование. Сигналы и пары сигналов оказываются ортогональными по фазе и разнесенными в пространстве и времени, что повышает качество сигнала и снижает количество ошибок на приемнике. Схема Аламоути [27] применима только для двух передающих антенн и не требует информации от приемника для прекодирования.

Сигнал, принятый приемным устройством, имеет вид:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{N}, \quad (11)$$

где \mathbf{H} — матрица канала, определенная по опорным символам, принята неизменной во времени; \mathbf{N} — аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ); \mathbf{S} — кодовая матрица схемы Аламоути:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}, \quad (12)$$

где s_1 и s_2 — передаваемые символы; s_1^* — комплексно-сопряженный символ.

Для двух символов, передаваемых в течение двух временных слотов двумя антеннами на одну, выражение (11) приобретает вид:

$$\begin{bmatrix} y_1 & y_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Выражение (13) можно записать как:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Примем:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Для оценки переданных символов нужно умножить принятый сигнал на псевдообратную матрицу:

$$\mathbf{M}^+ = (\mathbf{M}^H \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^H, \quad (16)$$

где \mathbf{M}^H — эрмитово сопряженная матрица \mathbf{M} ; $(\mathbf{M}^H \mathbf{M})^{-1}$ — диагональная матрица $(\mathbf{M}^H \mathbf{M})$ с инвертированными диагональными элементами. Оценка принятых символов определяется выражением:

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{M}^+ \begin{bmatrix} y_1 \\ y_1^* \end{bmatrix} = \mathbf{M}^+ (\mathbf{M} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}) = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \mathbf{M}^+ \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Так как АБГШ не скоррелирован с сигналом, применение ортогональной матрицы кодирования символов в схеме Аламоути позволяет значительно снизить негативное воздействие многолучевого распространения и повысить ОСШ. Хотя схема Аламоути изначально предназначена для реализации режима передачи при двух передающих и одной приемной антенне (MISO), в стандарте LTE разнесенная передача сочетается с разнесенным приемом с применением метода MRC (SIMO, аббр. от англ. Single Input Multiple Output — системы с единственным входом и множественным выходом).

Комбинирование максимальных соотношений. Комбинирование по критерию MRC — один из основных методов комбинирования разнесенных сигналов, широко используемый в беспроводных системах связи для повышения качества и надежности приема. Метод использует независимость каналов с многолучевыми замираниями каждой приемной антенны для оптимального объединения сигналов, что позволяет усилить общую принимаемую мощность и уменьшить помехи.

При использовании MRC сигнал принимается двумя антеннами (приемными устройствами). Так как антенны разнесены, принимаемые ими сигналы имеют разные пути распространения и, соответственно, подвергаются воздействию разных канальных условий. Перед дальнейшей обработкой сигналы компенсируются с учетом известных канальных коэффициентов. При линейном объединении сигналов на две антенны за счет нескоррелированности шумов, принятых антеннами, результирующий сигнал имеет ОСШ на 3 дБ выше изначального.

Помимо повышения ОСШ, применение MRC позволяет увеличить устойчивость системы к частотно-избирательным замираниям. Так как принятые сигналы имеют разные пути распространения, велика вероятность, что при наличии замираний определенных поднесущих в одном канале те же поднесущие в другом не будут затронуты.

Принятый сигнал описывается выражением (11), которое в общем случае для одного символа s можем записать следующим образом:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} \cdot s + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Канальные коэффициенты h_1 и h_2 представляют собой некоторые комплексные значения, реальная составляющая которых характеризует изменение амплитуды, а мнимая — изменение фазы сигнала. Так как канальные коэффициенты отличаются, то простое объединение сигналов, принятых разными антеннами, не позволит получить максимальное ОСШ.

Введем весовые коэффициенты w_1 и w_2 , с которыми сигнал \mathbf{Y} примет вид:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} \cdot s + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Весовой коэффициент для сигнала, принятого отдельной антенной, должен быть прямо пропорционален ОСШ, которое в данном случае выражено через реальную часть канального коэффициента. Мнимая компонента весового коэффициента должна, в свою очередь, подавлять фазовый сдвиг, вносимый канальным коэффициентом. Таким образом:

$$|\mathbf{w}| = |\mathbf{h}^*|. \quad (20)$$

Взвешенный сигнал \mathbf{Z} принимает вид:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} h_1^* \\ h_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} \cdot s + \begin{bmatrix} h_1^* \\ h_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |h_1|^2 \\ |h_2|^2 \end{bmatrix} \cdot s + \begin{bmatrix} h_1^* \\ h_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Применение комплексно-сопряженных канальных коэффициентов в качестве весовых коэффициентов позволяет произвести оценку сигнала:

$$\hat{s} = \frac{\mathbf{Z}}{\begin{bmatrix} |h_1|^2 & |h_2|^2 \end{bmatrix}}. \quad (22)$$

Полное ОСШ γ при MRC составляет сумму ОСШ сигнала, принятого каждой из антенн, что показано в выражении:

$$\gamma = \frac{|\mathbf{h}^H \mathbf{h}|^2}{\sigma^2 \mathbf{h}^H \mathbf{h}} = \frac{\mathbf{h}^H \mathbf{h}}{\sigma^2} = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{|h_n|^2}{\sigma^2} = \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_n. \quad (23)$$

где γ_n — ОСШ антенны n ; σ^2 — дисперсия АБГШ.

Таким образом, метод MRC за счет применения разнесенного приема позволяет добиться увеличения ОСШ кратно числу антенн и устойчивости к частотно-избирательным замираниям и тем самым повысить надежность сети LTE.

Пространственное мультиплексирование. Эта технология используется для повышения спектральной эффективности и пропускной способности сети. Благодаря одновременной передаче нескольких потоков данных повышается общая пропускная способность системы при сохранении надежной связи между устройствами. Пространственное мультиплексирование основано на том, что сигналы, передаваемые через отдельные антенны, испытывают различные замирания из-за разницы в расстоянии, угле и других факторах. Данная технология является вариантом реализации однопользовательского режима MIMO в стандарте LTE и представлена в разомкнутом и замкнутом вариантах.

1. *Разомкнутое пространственное мультиплексирование (OLSM, аббр. от англ. Open Loop Spatial Multiplexing)* — это метод, используемый в системах MIMO для повышения спектральной эффективности и увеличения пропускной способности. Данному режиму передачи соответствует DCI формата 2A.

В режиме OLSM передатчик не располагает информацией о состоянии канала и поэтому не может адаптировать свою стратегию передачи в соответствии с ситуацией. Вместо этого передатчик посылает несколько потоков данных одновременно через разные антенны, не учитывая пространственную корреляцию между ними.

Согласно технической спецификации [25], OLSM передача нисходящего трафика может быть реализована с использованием двух или четырех передающих антенн. В OLSM количество пространственных слоев равно минимальному из числа передающих и принимающих антенн.

Например, если имеются две передающие и четыре приемные антенны, можно использовать только два пространственных слоя. Каждый слой соответствует независимому потоку данных, который предварительно кодируется перед передачей на соответствующую антенну. Матрица прекодирования предназначена для максимизации ОСШ на приемнике за счет использования пространственного разнесения, обеспечиваемого несколькими антеннами.

Разомкнутое пространственное мультиплексирование включает в себя передачу с CDD, которая вводит контролируемый фазовый сдвиг между последовательными символами в пределах одного OFDM-символа. При этом уменьшается межсимвольная интерференция, вызванная частотной селективностью канала, что повышает устойчивость передачи. Кроме того, CDD помогает увеличить количество потоков передачи вместе с рангом эффективной матрицы канала.

В LTE пространственное мультиплексирование с CDD реализуется путем применения заранее определенной схемы циклических сдвигов к модулированным символам перед их отображением на ресурсные элементы канала PDSCH. Количество применяемых циклических сдвигов зависит от числа передающих антенн.

2. *Замкнутое пространственное мультиплексирование (CLSM, аббр. от англ. Closed Loop Spatial Multiplexing)* в отличие от OLSM полагается на измерение состояния канала, проводимое UE с использованием опорных сигналов соты.

Для получения информации о состоянии канала зондирующие опорные символы (SRS, аббр. от англ. Sounding Reference Signal) периодически передаются UE на БС. На основе этих последовательностей SRS БС оценивает матрицу канала и определяет подходящие векторы прекодирования, которые максимизируют качество сигнала на приемнике. Эти векторы прекодирования являются частью DCI формата 2 и передаются обратно в БС по каналам восходящей линии связи.

Механизм обратной связи включает квантование и кодирование оценочной матрицы канала в кодовые книги, предоставляемые спецификацией. После получения DCI БС применяет соответствующий прекодер перед передачей потоков данных.

Режим CLSM осуществляется с передачей на двух или четырех антеннах.

Многопользовательский MIMO (MU-MIMO, аббр. от англ. MultiUser MIMO). Технология, определенная в спецификации [26] режимом передачи TM5, основана на использовании нескольких антенн как на БС, так и на UE. БС использует прекодирование для передачи различных потоков данных каждому UE в одном и том же блоке ресурсов, а UE использует несколько антенн для приема потоков данных. Метод прекодирования, используемый в TM5, является замкнутым, что означает, что БС использует обратную связь от UE для корректировки матрицы прекодирования, применяемой для передачи потоков данных.

MU-MIMO использует замкнутую схему прекодирования, как и замкнутое пространственное мультиплексирование, и формат DCI 1D. Основное преимущество данного режима передачи заключается в возможности размещения нескольких пользователей в одной полосе частот без взаимных помех, что обеспечивает оптимальное использование спектра. Кроме того, такой подход значительно увеличивает пропускную способность системы и повышает ее производительность, особенно в сетях высокой плотности.

Использование MU-MIMO в TM5 может значительно повысить спектральную эффективность системы, но при этом требует тщательной координации между БС и UE. БС должна обеспечить, разнесение сигналов и потоков для абонентских устройств, а те, в свою очередь, должны точно оценить матрицу каналов и обеспечить обратную связь с БС.

Физический нисходящий общий канал в режиме MIMO стандарта LTE

Канал PDSCH предназначен для передачи транспортных каналов: нисходящего общего канала и канала пейджинга. PDSCH в LTE передает пользовательские данные, управляющую информацию, ширококвещательные и групповые данные от БС в нисходящем потоке.

Конкретное содержание и структура информации, передаваемой через PDSCH, зависят от типа передаваемых данных. DCI является одним из типов данных, передаваемых PDSCH. DCI передается в виде управляющих сообщений определенных форматов, которые предоставляют UE необходимую информацию для приема и декодирования данных PDSCH.

Сообщения DCI в общем виде могут включать: а) распределение ресурсов PDSCH, назначенных UE, таких как количество ресурсных блоков и их OFDM-символов; б) индекс MCS, определяющий комбинацию схемы модуляции и скорости кодирования, которые будут использоваться для передачи PDSCH; в) размер транспортного блока и индекс версии избыточности, которые определяют параметры согласования скорости и канального кодирования для передачи PDSCH; г) номер процесса HARQ и индикатор новых данных, чтобы UE могло выполнить коррекцию ошибок на основе HARQ.

PDSCH может использоваться для передачи ширококвещательных и групповых многоадресных данных, таких как системная информация, пейджинговые сообщения и другая общая информация, предназначенная для нескольких UE. В этом случае ресурсы PDSCH не выделяются специально для отдельных UE, а совместно используются всеми UE в соте.

Ширококвещательные/многоадресные данные могут включать различные типы системной информации, такие как главный информационный блок (MIB, аббр. от англ. Master Information Block) и системные информационные блоки (SIB, аббр. от англ. System Information Block).

Спецификация 3GPP TS 36.212 определяет форматы DCI, сценарии их применения и передаваемые ими данные. В таблице 2 отображены форматы DCI, используемые режимами передачи TM1–TM10.

В соответствии с 3GPP TS 36.331 [28] системная информация разделена между главным и несколькими информационными блоками информации. MIB, передаваемый каналом BCH, включает в себя ограниченное число самых важных и часто передаваемых параметров, необходимых для получения другой информации от соты. Первый блок системной информации SIB1 содержит список планирования информации, конфигурирующий порядок других SIB в сообщениях системной информации. Каждый SIB передается только один раз и только в одном сообщении. Сообщение может содержать несколько разных SIB, если они имеют одну и ту же периодичность в списке планирования. SIB2 всегда передается в первом сообщении. Блоки SIB в сообщениях системной информации и отдельный SIB1 передаются нисходящим общим каналом. SIB1 также может передаваться по выделенным каналам.

Таблица 2. Форматы DCI

Формат DCI	Сценарий применения	Применение
0	Одиночный антенный порт, широковещание, групповое вещание	Планирование физического восходящего общего канала (PUSCH, аббр. от англ. Physical Uplink Shared Channel). Распределение ресурсов восходящего общего канала
1	Одиночный антенный порт, разнесенная передача, управление лучом. Режимы 1, 2, 7	Планирование одного кодового слова PDSCH
1A	Одиночный антенный порт, разнесенная передача. Режимы 1–10	Компактное планирование одного кодового слова PDSCH при пейджинге и случайном доступе к присоединенному UE
1B	Замкнутое пространственное мультиплексирование с одним передающим слоем (SpatialMux). Режим 8	Компактное планирование одного кодового слова PDSCH и передача информации о прекодировании
1D	MU-MIMO (Posrt7-14). Режим 5	Компактное планирование одного кодового слова PDSCH и передача информации о прекодировании и отклонении мощности
2	Замкнутое пространственное мультиплексирование (SpatialMux). Режим 4	Планирование одного кодового слова PDSCH в режиме замкнутой разнесенной передачи
2A	Незамкнутое пространственное мультиплексирование (CDD). Режим 3	Планирование одного кодового слова PDSCH
2B	Управление лучом с поддержкой двух слоев передачи. Режим 8	Планирование PUSCH в соответствии с режимом передачи
2C	Поддержка восьми слоев передачи (Posrt7-14). Режим 9	
2D	Поддержка восьми слоев передачи (Posrt7-14). Режим 10	

Блок MIB передается с фиксированным периодом 40 мс в нулевом субкадре каждого 4-го кадра и повторяется также каждые 40 мс в нулевом субкадре каждого другого кадра. MIB содержит количество ресурсных блоков для определения ширины полосы нисходящего канала, номер системного кадра.

Блок SIB1 передается с фиксированным периодом 80 мс в пятом субкадре каждого восьмого кадра и повторяется каждые 80 мс в пятом субкадре каждого второго кадра. SIB1 содержит: а) информацию для подключения к сектору: список идентификаторов публичных территориальных мобильных сетей (PLMN, аббр. от англ. Public Land Mobile Network), идентификатор зоны отслеживания (TAC, аббр. от англ. Tracking Area Code); б) информацию для выбора соты: идентификаторы сот, флаги возможности выбора сот, минимальный уровень радиосигнала для подключения; в) список планирования информации: периодичность системных сообщений и разметку других SIB на сообщения; г) индикатор полосы частот, метку изменения системных сообщений и интервал передачи сообщения.

Экспериментальная апробация режима MIMO в стандарте LTE

Макетирование разнесенных передачи по схеме Аламоути и приема методом MCR проводится на макете, состоящем из двух пар типа «компьютер — отладочная плата LibreSDR», представляющих передатчик БС и приемник UE. Характеристики платы LibreSDR приведены в таблице 3.

Плата LibreSDR оборудована четырьмя коаксиальными разъемами: разъемы 1A и 2A приемных каналов, 1B и 2B передающих каналов. К соответствующим разъемам присоединены штыревые антенны из комплекта поставки плат по две для передатчика и приемника для реализации MIMO в конфигурации 2×2. Расстояние между антеннами передатчика — 5 см, между антеннами приемника — 1,5 см. Эксперимент проводится в лабораторных условиях при прямой видимости, дистанция между приемником и передатчиком составляет 10 м.

Также платы подключены к компьютерам по двум USB-разъемам: OTG, предназначенному для доступа в консоль встроенной операционной системы платы, и Debug, предназначенному для отладки и загрузки встроенного программного обеспечения, однако в рамках эксперимента данные подключения используются только для обеспечения питания платы. Передача синфазных и квадратурных составляющих сигналов осуществляется посредством Ethernet-соединения. Схема макета представлена на рисунке 4.

Таблица 3. Технические характеристики платы LibreSDR.

Параметр	Значение
Семейство ПЛИС	Artix-7
Количество логических ячеек	28 000
Количество таблиц поиска (LUT)	17 600
Количество регистров-защелок	35 200
Объем памяти, Мбит	2,1
Количество блоков DSP	80
Модель трансивера	конфигурация AD9361
Количество каналов	2 TX, 2 RX
Разрядность ЦАП/АЦП	12 бит
Несущие частоты TX	от 47 МГц до 6 ГГц
Несущие частоты RX	от 70 МГц до 6 ГГц
Поддержка дуплексов	TDD и FDD
Полоса пропускания	от 200 кГц до 56 МГц

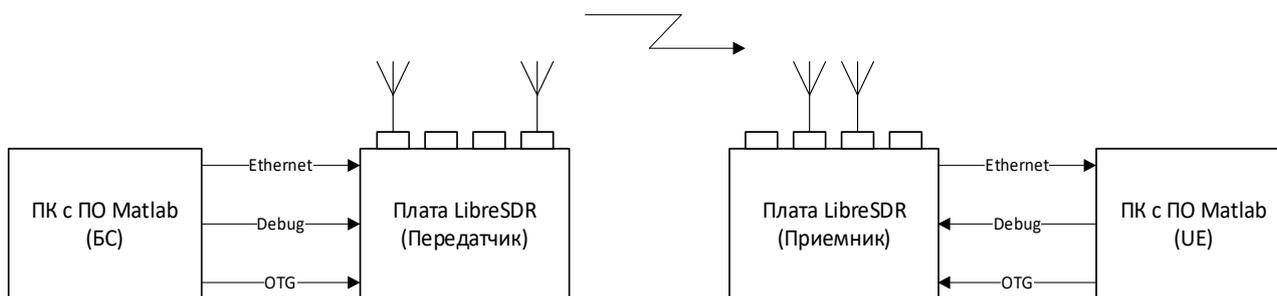


Рис. 4. Схема макета БС и UE

На рисунке 5 показан экспериментальный стенд, платы в иллюстративных целях размещены в ближней зоне распространения сигнала, однако дальнейшие результаты измерений приведены для указанного ранее разнесения плат на дистанцию 10 м.



Рис. 5. Макет БС и UE. Передатчик (справа) и приемник (слева) расположены в ближней зоне диаграмм направленности антенн

Для формирования нисходящего сигнала используется определенный спецификацией 3GPP TS 36.101 [29] контрольно-измерительный канал R.12, содержащий стандартные параметры: а) число ресурсных блоков, соответствующее минимально возможной полосе LTE 1,4 МГц, в которой осуществляется передача системной информации; б) используемая схема модуляции QPSK, также применяемая для передачи каналов управления; в) режим передачи по умолчанию — «TxDiversity», соответствующий схеме Аламоути. Дополнительно для проверки осуществления передачи формируется блок системной информации SIB1 в соответствующем режиме передачи формате DCI «FormatA1».

Параметры макета БС передатчика заданы следующим кодом [30]:

```
rmc = lteRMCDL('R.12');  
rmc.CellRefP = 2;  
rmc.PDSCH.NLayers = 2;  
rmc.PFSC.Modulation = 'QPSK';  
rmc.NCellID = 65;  
rmc.NFrame = 100;  
rmc.TotSubframes = 8*10;  
rmc.OCNGPDSCHEnable = 'On';  
rmc.PDSCH.RNTI = 61;  
rmc.SIB.Enable = 'On';  
rmc.SIB.DCIFormat = 'FormatA1';  
rmc.SIB.AllocationType = 0;  
rmc.SIB.VRBStart = 0;  
rmc.SIB.VRBLength = 6;  
rmc.SIB.Gap = 0;  
rmc.SIB.Data = randi([0 1],144,1);  
trData = [1;0;0;1];  
[eNodeBOutput,txGrid,rmc] = lteRMCDLTool(rmc,trData);
```

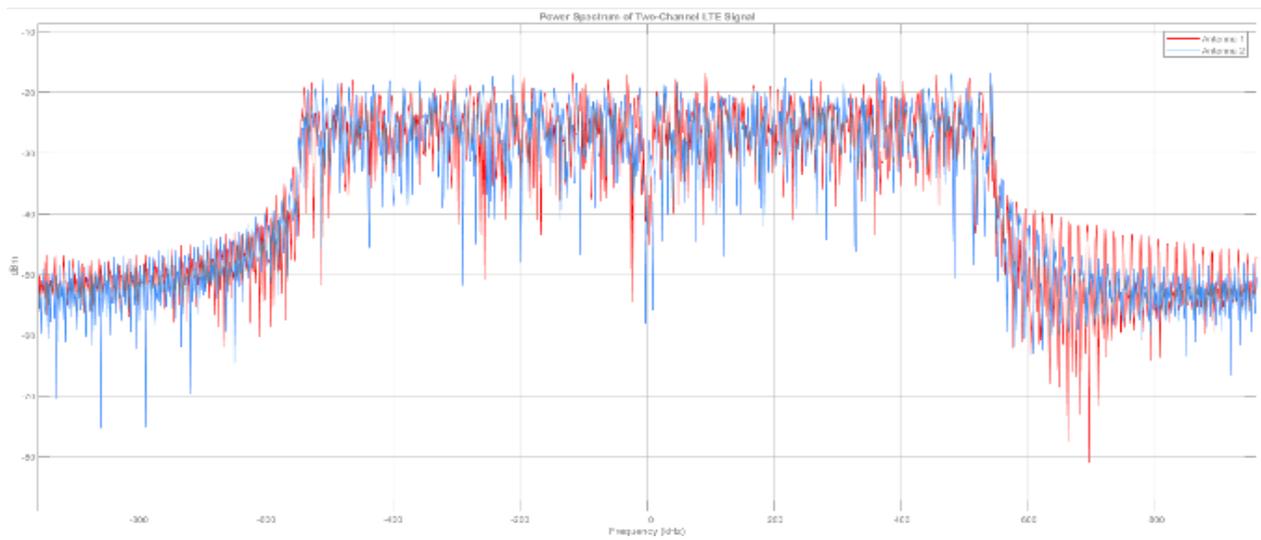
При передаче посредством платы LibreSDR задаются центральная частота 900 МГц, как часто используемая реальными БС LTE, полоса частот и частота дискретизации, согласованные с шириной полосы сигнала, и количество используемых для передачи антенн. Сама плата определена IP-адресом порта передачи данных. Код конфигурации передатчика:

```
tx = adi.AD9361.Tx('uri','ip:192.168.2.3');  
tx.CenterFrequency = 900e6;  
tx.RFBandwidth = rmc.SamplingRate;  
tx.EnabledChannels = [1 2]; % Число используемых каналов  
tx.DataSource = 'DMA'; % Источник данных внешний  
tx.EnableCyclicBuffers = true; % Циклический буфер передачи  
tx.AttenuationChannel0 = -20;  
tx.AttenuationChannel1 = -20;
```

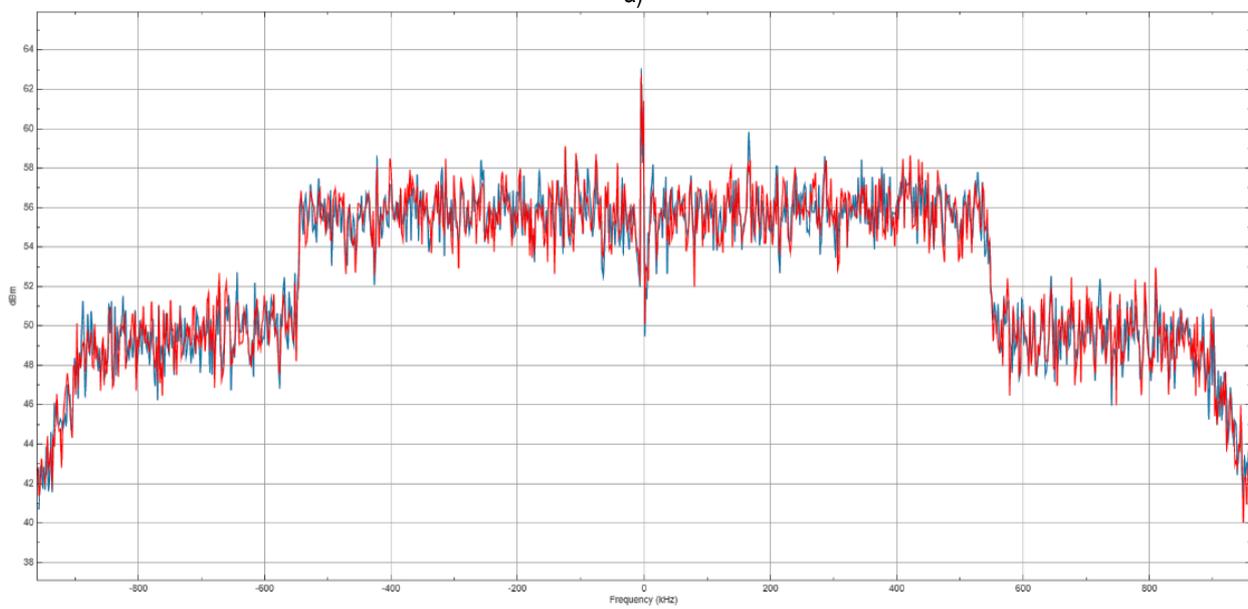
Сформированный на передающей стороне сигнал изображен на рисунке 6а. На рисунке 6б показан сигнал, принятый двумя антеннами в лабораторных условиях при наличии шумов.

В ходе работы программы БС передатчик ведет трансляцию восьми кадров, формат которых определяется параметром `rmc.TotSubframes`. Во время передачи производится запуск программы UE приемника. Запись сигнала из эфира ведется в течение времени равног длительности восьми кадров для увеличения вероятности корректного приема интересующих блоков информации MIB и SIB1.

Макет приемного пользовательского устройства UE выполняет синхронизацию с записанными из эфира отсчетами переданного сигнала по частоте и двум сигналам синхронизации: PSS (*аббр. от англ. Primary Synchronization Signal* — первичный сигнал синхронизации) и SSS (*аббр. от англ. Secondary Synchronization Signal* — вторичный сигнал синхронизации). На рисунке 7 изображен график синхронизирующих сигналов и обнаруженных опорных символов, имеющих уровень выше порога, что свидетельствует о синхронизации во времени.



а)



б)

Рис. 6. Спектрограмма переданного (а) и принятого (б) сигнала

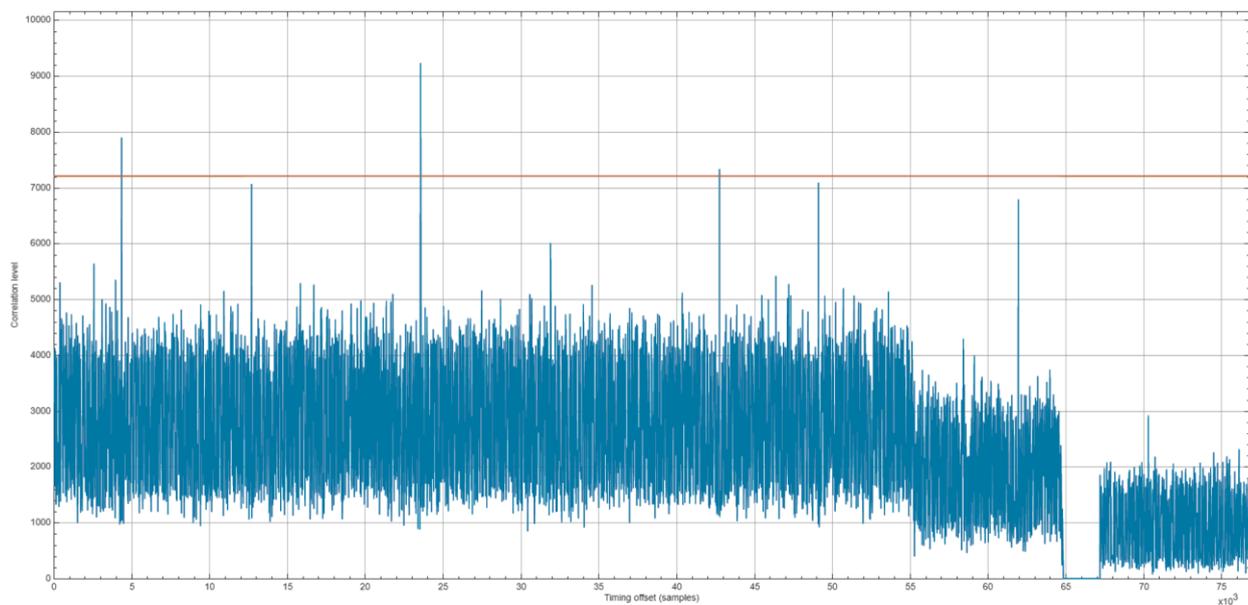


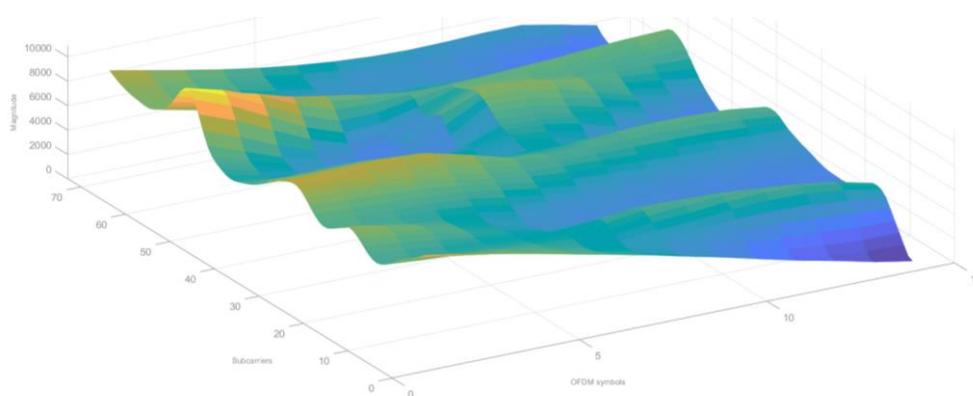
Рис. 7. График корреляции PSS / SSS для первого кадра

После приема данных сигналов абонентское устройство проводит анализ 72 центральных несущих, занимающих полосу 1,4 МГц. Успешно извлеченные из этой полосы MIB и SIB1 дают информацию о параметрах канала PDSCH, в том числе о режиме передачи — разнесенной передаче по схеме Аламути и двух передающих слоях (параметр NLayers), что отображено на рисунке 9.

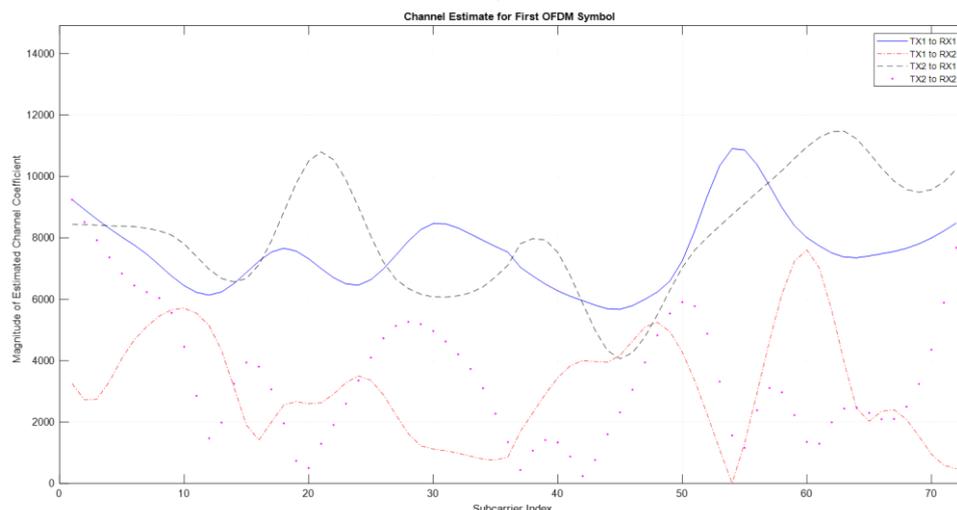
```
PDSCH settings after DCI decoding:
RNTI: 65535
PRBSet: [6x1 uint64]
NLayers: 2
CSI: 'On'
Modulation: {'QPSK'}
RV: 3
TxScheme: 'TxDiversity'
NTurboDecIts: 5
```

Рис. 8. Данные конфигурации канала PDSCH из командного окна MATLAB

Разнесенный прием по методу MCR применяется автоматически в соответствии с режимом передачи. Подтвердить это можно, проведя анализ канала MIMO 2×2 с оценкой канальных коэффициентов. На рисунке 9а изображен график оценки канальных коэффициентов одной комбинации передающей и принимающей антенн для массива принятых символов. На рисунке 9б приведен график канальных коэффициентов между всеми передающими и принимающими антеннами для одного OFDM-символа — ненулевые значения для всех комбинаций антенн свидетельствуют о применении разнесенного приема.



а)



б)

Рис. 9. Коэффициенты передачи MIMO 2×2 для: а) массива OFDM-символов; б) одного OFDM-символа

Заключение

В настоящей работе было проведено макетирование одного из режимов передачи стандарта LTE — разнесенной передачи по схеме Аламоути на платформе LibreSDR; также был продемонстрирован разнесенный прием методом комбинирования максимальных соотношений с применением двух антенн на обоих концах радиоканала. Совокупное применение этих методов значительно повышает ОСШ на приемной стороне и позволяет подтвердить передачу и прием сигналов из радиоэффира несколькими каналами с последующей обработкой и извлечением информации, что говорит об успешной экспериментальной апробации и возможности дальнейшей реализации систем MIMO стандарта LTE средствами среды MATLAB и платформы LibreSDR в условиях полевых испытаний.

В ходе дальнейших исследований планируется проведение описанного эксперимента при различных удалениях передатчика и приемника с измерением числа битовых ошибок в качестве объективной метрики.

Литература

1. Степанец И. В., Фокин Г. А., Мюллер А. Способы оценки пропускной способности систем massive MIMO // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т. 12. № 10. С. 64–69. DOI:10.24411/2072-8735-2018-10159. EDN: YMWVQL
2. Степанец И., Фокин Г. Особенности реализации Massive MIMO в сетях 5G // Первая миля. 2018. № 1 (70). С. 46–52. DOI: 10.22184/2070-8963.2018.70.1.46.52. EDN: YRTPDW
3. Степанец И. В., Фокин Г. А. Оценка показателей качества разнесенного приема систем Massive MIMO // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2018). Сборник научных статей VII Международной научно-технической и научно-методической конференции (Санкт-Петербург, 28 февраля–01 марта 2018 г.). СПб.: СПбГУТ, 2018. Т. 3. 2018. С. 279–284. EDN: VRUCFI
4. Лазарев В. О., Фокин Г. А. Особенности реализации и перспективы развития технологии Massive MIMO в сетях 5G // Интернет вещей и 5G (INTHITEN 2017). Материалы 3-й международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых (Санкт-Петербург, 20 декабря 2017 г.). СПб.: СПбГУТ, 2017. С. 186–190. EDN: YSZPAG
5. Мамонтов Д. Е., Фокин Г. А. Использование технологий MASSIVE MIMO в сетях 5G // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. сборник научных статей (АПИНО 2021). Сборник научных статей X Международной научно-технической и научно-методической конференции (Санкт-Петербург, 24–25 февраля 2021 года). СПб.: СПбГУТ, 2021. Т. 3. С. 236–241. EDN: MYCJPU
6. Никитин И. А., Фокин Г. А. Применение MIMO для радиосвязи в миллиметровом диапазоне. Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2022). Сборник научных трудов XI Международной научно-технической и научно-методической конференции (Санкт-Петербург, 15–16 февраля 2022 г.) СПб.: СПбГУТ, 2022. Т. 3. С. 319–324. EDN: NTCERB
7. Фокин Г. А., Буланов Д. В., Волгушев Д. Б. Модельно-ориентированное проектирование систем радиосвязи на основе ПКР // Вестник связи. 2015. № 6. С. 26–30. EDN: XDCTPR
8. Фокин Г. А., Лаврухин В. А., Волгушев Д. А., Киреев А. В. Модельно-ориентированное проектирование на основе SDR // Системы управления и информационные технологии. 2015. № 2 (60). С. 94–99. EDN: TWKVQB
9. Фокин Г. А. Современные тенденции в области программно-конфигурируемого радио // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (АПИНО 2017). Сборник научных статей VI Международной научно-технической и научно-методической конференции (Санкт-Петербург, 01–02 марта 2017 г.). СПб.: СПбГУТ, 2017. Т. 1. С. 271–276. EDN: ZECFGR
10. Волгушев Д. Б., Киреев А. В., Фокин Г. А. Модельно-ориентированный синтез систем радиосвязи на основе программно-конфигурируемого радио // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. (АПИНО 2015). Сборник научных статей IV Международной научно-технической и научно-методической конференции (Санкт-Петербург, 03–04 марта 2015 г.). СПб.: СПбГУТ, 2015. Т. 1. С. 50–53. EDN: UNVNCF

11. Лаврухин В. А., Фокин Г. А. Разработка LPD-приемопередатчика с поддержкой MIMO на основе программно-конфигурируемого радио в приложении к управлению роботом // *Extreme Robotics*. 2016. Т. 1. № 1. С. 119–128. EDN: XERWIZ
12. Борисов Е. Г., Машков Г. М., Фокин Г. А. Экспериментальный стенд оценки точности позиционирования на основе программно-конфигурируемого радио // *Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании*. (АПИНО 2016). Сборник научных статей V Международной научно-технической и научно-методической конференции. (Санкт-Петербург, 10–11 марта 2016 г.). СПб.: СПбГУТ, 2016. Т. 1. С. 120–125. EDN: WZINRT
13. Фокин Г. А., Шеремет Н. В., Рютин К. Е., Гришин И. В. Лабораторные испытания SDR демонстратора передачи и приема сигнала LTE с двух антенн // *Сборник докладов 79-й Научно-технической конференции Санкт-Петербургского НТО РЭС им. А. С. Попова, посвященной Дню радио*. 2024. № 1 (79). С. 170–173. EDN: ZRYTXS
14. Izydorczyk T., Tavares F. M. L., Berardinelli G., Mogensen P. A USRP-Based Multi-Antenna Testbed for Reception of Multi-Site Cellular Signals // *Institute of Electrical and Electronics Engineers Access*. 2019. Vol. 7. PP. 162723–162734. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2952094
15. Zhang P., Jiajun X., Shida Z., Haogang F. Design of Reconfigurable SDR Platform for Antenna Selection Aided MIMO Communication System // *Institute of Electrical and Electronics Engineers Access*. 2019. Vol. 7. PP. 169267–169280. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2946720
16. Rao R. M., Ha S., Marojevic V., Reed J. H. LTE PHY Layer Vulnerability Analysis and Testing Using Open-Source SDR Tools // *Proceedings of IEEE Military Communications Conference (MILCOM-2017, Baltimore, MD, USA, 23–25 October 2017)*. IEEE, 2017. PP. 744–749. DOI: 10.1109/MILCOM.2017.8170787
17. Schwind A., Berlt P., Lorenz M., Schneider C., Hein M. A. Implementation of a MIMO Channel Emulator for Over-the-Air LTE Testing Using Software Defined Radio // *Proceedings of 11th German Microwave Conference (GeMiC, Freiburg, Germany, 12–14 March 2018)*. IEEE, 2018. PP. 307–310. DOI: 10.23919/GEMIC.2018.8335091
18. Chen R., Cai Q., Alecke K., Lazar O., Kaiser T. A Real-Time pre-MIMO-LTE Software Radio Testbed // *Processings of 15th European Signal Conference (EUSIPCO, Poznan, Poland, 03–07 September 2007)*. IEEE, 2007. PP. 1844–1848.
19. Buey C., Ratajczak P., Ferrero F., Lizzi L., Magounaki T. et al. Validation of an Open Source Software Defined Radio Test Bed // *Proceedings of 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting (San Diego, CA, USA, 09-14 July 2017)*. IEEE, 2017. PP. 1875–1876. DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072980
20. Lu X., Ni L., Jin S., Wen C.-K., Lu W.-J. SDR Implementation of a Real-Time Testbed for Future Multi-Antenna Smartphone Applications // *Institute of Electrical and Electronics Engineers Access*. 2017. Vol. 5. PP. 19761–19772. DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2751622
21. Verdecia-Peña R., Alonso J. I. A Comparative Experimental Study of MIMO A&F and D&F Relay Nodes Using a Software-Defined Radio Platform // *Electronics*. 2021. Vol. 10. PP. 570–594. DOI: 10.3390/electronics10050570
22. Behaegel R. Sub 6 GHz MIMO Channel Sounder Development Based on Software Defined Radio Boards and LTE Signal. These. Microelectronics. Université de Lille, 2021. URL: <https://theses.hal.science/tel-03613677>
23. Nehete V. D. Experimental Evaluation of 2x2 MIMO in LOS and NLOS Channels Using NI USRP-2953R. PhD diss. Queensland University of Technology, 2016. 85 p. DOI:10.1007/s42979-022-01649-1
24. 3GPP TS 36.212 V12.4.0 (2015-03). Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding (Release 12). URL: https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.212/36212-c40.zip (дата обращения 30.04.2024)
25. 3GPP TS 36.211 V12.4.0 (2015-02). Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 12). URL: https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.211/36211-c40.zip (дата обращения 30.04.2024)
26. 3GPP TS 36.213 V12.4.0 (2015-02). Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 12). URL: https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.213/36213-c40.zip (дата обращения 30.04.2024)
27. Alamouti S. M. A simple transmit diversity technique for wireless communications // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 1998. Vol. 16. Iss. 8. PP. 1451–1458. DOI: 10.1109/49.730453

28. 3GPP TS 36.331 V12.4.0 (2014-12). Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Resource Control (RRC); Protocol specification (Release 12). URL: https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.331/36331-c40.zip (дата обращения 30.04.2024)

29. 3GPP TS 36.101 V12.4.0 (2015-03). Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (Release 12). URL: https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.101/36101-c40.zip (дата обращения 30.04.2024)

30. LTE Toolbox. MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/lte> (дата обращения 30.04.2024)

**Статья поступила 12 июля 2024 г.
Одобрена после рецензирования 26 июля 2024 г.
Принята к публикации 27 июля 2024 г.**

Информация об авторах

Шеремет Никита Викторович — магистрант 1-го года обучения (группа Р-32м) Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. E-mail: sidwavedata@gmail.com

Фокин Григорий Алексеевич — доктор технических наук, доцент, профессор кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. E-mail: fokin.ga@sut.ru

Experimental Testing of MIMO Technology of the LTE Standard Using Software-Defined Radio

N. Sheremet ✉, G. Fokin

The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Purpose: experimental testing of existing wireless telecommunication systems, such as Multiple Input Multiple Output (MIMO) technology in the Long-Term Evolution (LTE) standard, is an example of a current and popular trend in the use of software-defined radio methods and tools for prototyping and prototyping mobile radio communication and positioning systems. The purpose of the work is to test the functionality of the multi-antenna radio communication mode in the LTE standard by performing diversity transmission with two antennas and combining reception with two antennas using a software-defined radio. **Methods:** the implementation of diversity transmission and reception methods is considered by using the orthogonal space-time Alamouti block code at the transmitter in combination with combining according to the criterion of maximizing the maximum ratio combining signal-to-noise ratio at the receiver. For the purpose of experimental testing of the MIMO mode, a software implementation of diversity transmission and reception is carried out in the MATLAB environment using LibreSDR software-defined radio boards. **Result:** as a result of the prototyping carried out on the receiving side, experimental estimates of the channel transmission coefficients for the MIMO 2×2 scheme were obtained, based on which, as a first approximation, a conclusion was made about the spatial decorrelation of the two channels during transmission and reception in laboratory conditions. The element of **novelty** of the work is the setting up of an experiment and analysis of the results on the peculiarities of the functioning of the MIMO mode of the LTE standard in laboratory conditions using LibreSDR software-defined radio boards. **Theoretical / Practical relevance:** experimental testing of the MIMO mode specified by the LTE standard using software-defined radio in laboratory conditions confirms the possibility and feasibility of conducting such studies with real signals from operator base stations on the LibreSDR board.

Key words: Long-Term Evolution (LTE) standard, Multiple Input Multiple Output (MIMO), software-defined radio, Alamouti scheme, MATLAB

Information about Authors

Sheremet Nikita – B.Sc., master student of R-32m group (The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications). E-mail: sidwavedata@gmail.com

Fokin Grigoriy – Doctor of Engineering Sciences, Associate Professor, Professor of the Department of Radio Communications and Broadcasting (The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications). E-mail: fokin.ga@sut.ru

УДК 338.28

Инновационные проекты: прибыльность и риски инвестиций

Котов В. И.

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

Постановка задачи: рассмотреть стратегии венчурного инвестирования в инновационные проекты для оценки их прибыльности, окупаемости и риска. **Целью работы** является сравнение и обоснование стратегий инвестирования по выбранным критериям. **Используемые методы:** динамическая модель денежных потоков Cash-Flow, генерирующая показатели инновационного проекта в пределах выбранного горизонта планирования, и многокритериальный выбор наилучшего проекта. **Новизна:** принятие решений о выборе наилучшего проекта с учетом количественной оценки степени его рискованности. **Результат:** предложена методика многокритериального подхода к построению портфеля инновационных проектов, учитывающая объем инвестиций, прибыльность, окупаемость и риски. Для оптимистической, осторожной и компромиссной стратегии инвестирования предложены показатели оценки принятых решений.

Ключевые слова: инновация, инвестиции, инвестиционный проект, чистая текущая стоимость, бюджетирование, прибыльность, риски, функция чувствительности, инновационная экономика, портфель инновационных проектов, риск-анализ, индекс полной чувствительности

Актуальность исследования

В соответствии с распоряжением Правительства РФ от 06.10.2021 г. № 2816-р «Перечень инициатив социально-экономического развития Российской Федерации до 2030 года», инновационная экономика требует масштабной реализации инновационных проектов в различных отраслях и сферах человеческой деятельности. Как известно, для любого проекта, включая инновационный, необходимы инвестиции, которые всегда сопряжены с риском. *Инновация* — это результат перехода от новации (изобретения) к выходу на рынок товара или технологии, созданных на основе этой новации. Для такого перехода необходим соответствующий венчурный (инновационный) проект.

Инновационные проекты, как правило, являются более рискованными вложениями, чем обычные (традиционные) проекты, так как новизна будущего товара или технологии связана с существенной неопределенностью спроса на них в рыночных условиях.

Перед инвестором всегда стоит трудная задача выбора: рискнуть и вложиться в инновационный проект, на основе которого развивать свой бизнес, или пойти традиционным проверенным путем без инноваций и с меньшим риском.

Бытует мнение, не раз высказывавшееся на научных конференциях, что для развития инновационной экономики необходимо отказаться от риск-ориентированного и перейти к ценностно-ориентированному подходу. Попробуем его проанализировать.

Библиографическая ссылка на статью:

Котов В. И. Инновационные проекты: прибыльность и риски инвестиций // Вестник СПбГУТ. 2024. Т. 2. № 3. С. 2.
EDN: AKNYGP

Reference for citation:

Kotov V. Innovative Projects: Profitability and Risks of Investments // Herald of SPbSUT. 2024. Vol. 2. Iss. 3. P. 2.
EDN: AKNYGP

Постановка задачи

Рассмотрим возможный подход к проблеме инвестирования инновационных проектов с учетом прибыльности и риска.

Пусть имеется N инновационных проектов, которые представлены соответствующими бизнес-планами, включающими не только оценку эффективности и окупаемости, но и риск-анализ проекта. В результате можно выбрать следующие показатели проектов:

I — требуемый объем инвестиций проекта;

NPV_T — чистая текущая стоимость проекта на горизонте планирования (прибыльность проекта);

$T_{ок}$ — срок окупаемости проекта;

ITS — индекс полной чувствительности проекта к рискам, который показывает, на сколько процентов изменится целевая функция проекта в среднем по всему горизонту планирования, если все риск-параметры проекта изменятся на 1 % в неблагоприятном направлении.

В работах [1, 2] представлена оригинальная методика риск-анализа инвестиционных проектов, основанная на расчете его функций чувствительности к риск-параметрам и теории нечетких множеств. Эти параметры объединены в группы: натуральные объемы продаж по всему ассортименту реализуемых товаров, цены условно-переменных затрат, цены условно-постоянных затрат и цены инвестиционных (капитальных) вложений в основные средства. Такой подход к риск-анализу позволяет количественно оценить степень рискованности проекта с помощью упомянутого выше индекса полной чувствительности проекта к рискам.

Далее у инвестора имеется ограниченный бюджет BI для вложений в инновации, которого не хватает для финансирования всех N инновационных проектов, т. е.:

$$BI < \sum_{i=1}^N I_i. \quad (1)$$

Необходимо выбрать M из N проектов, финансирование которых укладывается в бюджет инвестора, т. е. выполняется условие:

$$BI \geq \sum_{j=1}^M I_j. \quad (2)$$

Эти M инновационных проектов можно включить в портфель инвестора.

Методика сравнительного анализа различных стратегий инвестирования

Вначале рассмотрим возможные критерии формирования портфеля инновационных проектов для дальнейшего инвестирования. В качестве первого критерия отбора проектов используем *максимум прибыльности (ценности)*, что будет соответствовать *оптимистической* стратегии инвестирования. В качестве показателя прибыльности можно взять чистую текущую стоимость проекта [1, 2]:

$$NPV_T = \sum_{t=0}^T \frac{\Delta NCF_t}{(1+d)^t} - \sum_{t=0}^T \frac{\Delta I_t}{(1+d)^t}, \quad (3)$$

где t — номер текущего периода (шага) планирования; T — номер периода, для которого производится расчет показателя; ΔNCF_t — прирост чистого денежного потока от реализации данного проекта в периоде t , включающий чистую прибыль и амортизационные отчисления; ΔI_t — прирост инвестиций в периоде t , связанных с данным проектом; d — ставка дисконтирования, учитывающая влияние инфляции и рисков проекта.

Далее ранжируем N проектов по убыванию значений NPV_T на горизонте планирования. Отбираем первые M_1 из N проектов, соблюдая бюджетное ограничение (2). При этом сумма ITS отобранных проектов будет свидетельствовать о степени рискованности этого портфеля. Находим $NPV(T)_{p1}$ портфеля про-

ектов, просуммировав NPV_T всех M_1 проектов на максимальном горизонте планирования. Сроком окупаемости $T_{ок}$ такого портфеля будет момент времени, когда кривая $NPV(T)_{p1}$ пересечет ось времени, т. е. когда $NPV(T_{ок})_{p1} = 0$.

Предположим, что часть отобранных проектов (например, M_{10} из M_1 проектов) «провалится» в процессе реализации, т. е. они не выйдут на положительные значения NPV_T в пределах своих горизонтов планирования. В этом случае инвестор может покрыть свои убытки за счет реализации оставшихся удачных проектов. Это возможно, если для всего портфеля $NPV(T)_{p1} > 0$ у реализованных проектов на максимальном горизонте планирования.

Ниже на рисунке 1 показаны кривые NPV_T трех проектов, один из которых (NPV_3) убыточный, а суммарная $NPV(T)_p$ портфеля положительна на горизонте планирования. В данном случае инвестор может покрыть свои убытки за счет двух оставшихся прибыльных проектов.

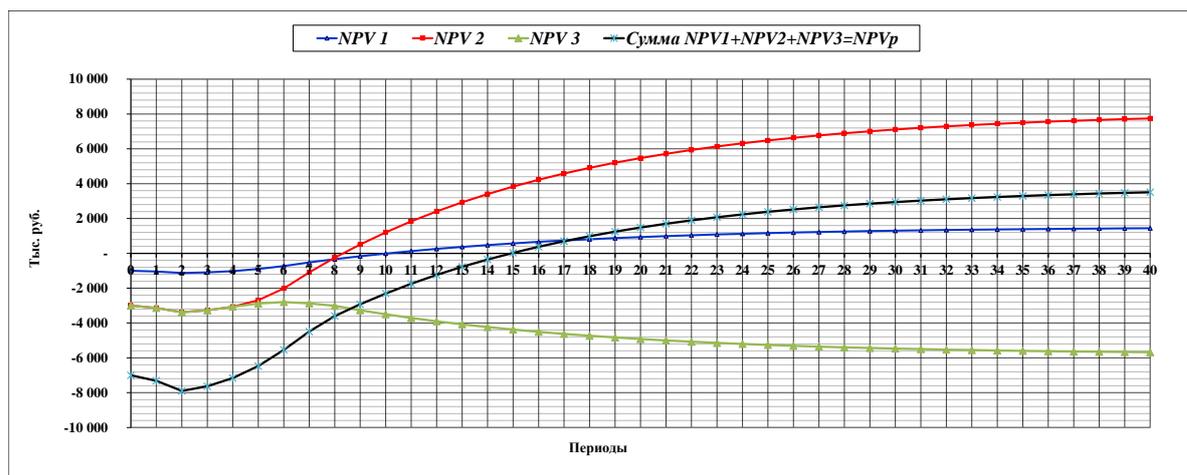


Рис. 1. Кривые NPV_T трех проектов и портфеля в целом

Вторым критерием отбора инновационных проектов может быть *минимум риска*, т. е. *осторожная стратегия инвестирования*. В этом случае ранжируем те же N проектов по возрастанию значений индекса полной чувствительности ITS , при этом чем больше это значение, тем выше рискованность проекта. Отбираем первые (наименее рискованные) M_2 из N проектов, соблюдая бюджетное ограничение (2). Здесь возможно, что $M_2 > M_1$, так как обычно чем меньше риск, тем ниже NPV_T проекта, а значит для его реализации, вероятно, потребуется меньший объем инвестиций. Следовательно, по этому критерию можно профинансировать большее число проектов, чем по первому критерию в рамках инвестиционного бюджета B_I . Сумма ITS отобранных проектов по второму критерию также будет свидетельствовать о степени рискованности этого портфеля в целом.

Вполне возможно, что при осторожной стратегии отбора проектов в процессе их реализации M_{20} проектов из M_2 не выйдут на положительные значения $NPV(T)$ в пределах своих горизонтов планирования. В этом случае инвестор также может покрыть свои убытки за счет реализации успешных проектов, если для реализованного портфеля в целом $NPV(T)_{p2} > 0$ на горизонте планирования, как показано на рисунке 1. Заметим, что в данном случае портфель состоит из менее рискованных проектов, чем портфель, описанный ранее, однако суммарная прибыльность такого портфеля скорее всего будет меньше, чем у портфеля, сформированного по первому критерию.

Многокритериальный подход к выбору портфеля

Можно предложить инвестору многокритериальный подход [3] к выбору портфеля инновационных проектов как *компромиссную* стратегию инвестирования. В качестве критериев отбора проектов возьмем те же показатели проектов: требуемый объем инвестиций (I), прибыльность проекта (NPV_T) на горизонте планирования, срок окупаемости проекта ($T_{ок}$) и индекс полной чувствительности проекта к рискам (ITS).

Составляем матрицу исходных данных $[X]$ размером $N \times 4$ по всем проектам и критериям, как показано в таблице 1.

Таблица 1. Исходная матрица вариантов с учетом размерностей критериев

Вариант / Критерий	<i>I</i>	<i>NPV</i>	<i>T_{ок}</i>	<i>ITS</i>
	1	2	3	4
1	x_{11}	x_{12}	x_{13}	x_{14}
2	x_{21}	x_{22}	x_{23}	x_{24}
3	x_{31}	x_{32}	x_{33}	x_{34}
...
<i>i</i>	x_{i1}	x_{i2}	x_{i3}	x_{i4}
...
<i>N</i>	x_{n1}	x_{n2}	x_{n3}	x_{n4}
Average	x_{av1}	x_{av2}	x_{av3}	x_{av4}
Max	x_{max1}	x_{max2}	x_{max3}	x_{max4}
Min	x_{min1}	x_{min2}	x_{min3}	x_{min4}

Проведем нормирование и согласование критериев. Нормирование производим с учетом направления влияния критерия для всех вариантов проектов $i = 1, 2, 3, \dots, N$. Для критериев $j = 1, 2, 3, 4$, рост которых приводит к росту интегральной оценки варианта, нормирование выполняем по формуле:

$$Y_{ij} = \frac{x_{ij} - \min(x_{ij})_{i=1}^{i=N}}{\text{Average}(x_{ij})_{i=1}^{i=N}}, \quad (4)$$

а для критериев, рост которых приводит к снижению интегральной оценки варианта, нормирование выполняем по формуле:

$$Y_{ij} = \frac{\max(x_{ij})_{i=1}^{i=N} - x_{ij}}{\text{Average}(x_{ij})_{i=1}^{i=N}}. \quad (5)$$

Далее составляем нормированную и согласованную матрицу [Y] (таблица 2).

Таблица 2. Нормированная и согласованная матрица [Y]

Вариант / Критерий	<i>I</i>	<i>NPV</i>	<i>T_{ок}</i>	<i>ITS</i>	Интегральная оценка варианта
	1	2	3	4	
1	y_{11}	y_{12}	y_{13}	y_{14}	Y_1
2	y_{21}	y_{22}	y_{23}	y_{24}	Y_2
3	y_{31}	y_{32}	y_{33}	y_{34}	Y_3
...
<i>i</i>	y_{i1}	y_{i2}	y_{i3}	y_{i4}	Y_i
...
<i>N</i>	y_{n1}	y_{n2}	y_{n3}	y_{n4}	Y_n

Затем инвестору для расчета интегральных оценок вариантов следует определить весовые коэффициенты W_j значимости критериев так, чтобы:

$$\sum_{j=1}^4 W_j = 100 \%. \quad (6)$$

С помощью аддитивного метода свертки критериев, с учетом весовых коэффициентов определяем интегральную оценку каждого проекта:

$$Y_i = \sum_{j=1}^4 w_j y_{ij}. \quad (7)$$

Наконец, ранжируем проекты по убыванию их интегральных оценок и отбираем первые $M_3 < N$ проектов, соблюдая бюджетное ограничение (2).

Как и в предыдущих случаях, если M_{30} отобранных проектов из M_3 в процессе их реализации не выйдут на положительное значение чистой текущей стоимости (NPV) в пределах их горизонтов планирования, инвестор может покрыть свои убытки за счет реализации успешных проектов. Это возможно, если для портфеля в целом $NPV(T)_{p3} > 0$ на максимальном горизонте планирования среди всех проектов, включенных в портфель.

Выводы

Представленная методика формирования портфеля инновационных проектов с учетом прибыльности, окупаемости и риска для инвестора с ограниченным бюджетом позволяет осознано выбирать подходящую стратегию инвестирования. Следует иметь в виду, что прибыльность осторожного портфеля проектов скорее всего будет меньше, чем у оптимистического портфеля. Это своеобразная плата за меньшую рискованность бизнеса в данном случае.

Выбор между *оптимистической*, *осторожной* или *компромиссной* стратегиями, описанными выше, зависит от предпочтений инвестора, его финансовых возможностей и склонности к риску. Основой для расчета показателей прибыльности и окупаемости инновационных проектов может быть динамическая модель денежных потоков Cash-Flow, реализованная в среде EXCEL, как показано в работах [1, 2] автора. В тех же работах для оценки степени рискованности таких проектов (например, показатель ITS) используется метод функций чувствительности и нечеткая модель проекта.

В реальных условиях возможна ситуация, когда при отборе инновационных проектов с помощью любой из указанных выше стратегий в процессе их реализации инвестору не удастся покрыть свои убытки из-за «провала» части проектов. Для такого портфеля в целом реальный показатель $NPV(T)_p < 0$ будет на максимальном горизонте планирования. В этом случае государство, в силу провозглашенной политики, направленной на инновационное развитие экономики, должно взять на себя страхование рисков таких инвестиций [4] и компенсировать убытки инвестору. Это может стать основой *ценностно-ориентированного подхода* к финансированию инновационных проектов, о котором шла речь в начале этой статьи.

Литература

1. Котов В. И. Инвестиционные проекты. Риск-анализ и оценка эффективности: учебное пособие для вузов. СПб.: Лань, 2024. 180 с.
2. Котов В. И. Риск-анализ инвестиционных проектов на основе функций чувствительности и теории нечетких множеств. СПб.: Астерион, 2019. 350 с. EDN: EHYONX
3. Микони С. В. Теория принятия управленческих решений: учебное пособие. СПб.: Лань, 2015. 448 с. EDN: VLRHIZ
4. Макаренко Г. Пять факторов успеха инноваций и роль в них государства // РБК. Тренды. URL: <https://trends.rbc.ru/trends/innovation/5d64eca59a79473061127d63> (дата обращения 10.09.2024)

Статья поступила 15 сентября 2024 г.

Одобрена после рецензирования 26 сентября 2024 г.

Принята к публикации 30 сентября 2024 г.

Информация об авторе

Котов Виктор Иванович — кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры экономики данных факультета социальных технологий и экономики данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. E-mail: kotov-vi@yandex.ru

Innovative Projects: Profitability and Risks of Investments

V. Kotov

The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Statement of the problem: consideration of venture investment strategies in innovative projects from the point of view of profitability, payback and risk. **Objective of the work:** comparison of investment strategies according to the selected criteria. **Methods used:** dynamic model of cash flows Cash-Flow, generating indicators of an innovative project within the selected planning horizon and multi-criteria selection of the best project. **Novelty:** making decisions on choosing the best project taking into account the quantitative assessment of its riskiness. **Results:** a methodology of a multi-criteria approach to building a portfolio of innovative projects is proposed, taking into account the volume of investments, profitability, payback and risks. For an optimistic and cautious investment strategy, indicators for assessing the decisions made are proposed.

Key words: innovation, investment, investment project, net present value, budgeting, profitability, risks, sensitivity function, innovative economy, portfolio of innovative projects, risk analysis, full sensitivity index

Information about Author

Kotov Viktor – PhD in Engineering, Associate Professor, Associate Professor of the Department of Data Economics of the Faculty of Social Technologies and Data Economics (The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications). E-mail: kotov-vi@yandex.ru

УДК 621.396.676.2

Исследование влияния кузова автомобиля на электрические характеристики низкопрофильной широкополосной антенны

Лянгузов Д. А.

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

Постановка задачи. Известные способы выбора места установки низкопрофильной широкополосной антенны на кузова автомобилей не учитывают влияние корпуса или применимы только для несимметричных вертикальных вибраторов, поэтому актуальной задачей является определение оптимальных мест установки антенны с учетом влияния корпуса на форму диаграммы направленности. **Целью работы** является разработка практических рекомендаций по установке нештатной бортовой антенны на несколько типов кузовов автомобилей («КАМАЗ», «Тигр», «Газель»). **Используемые методы:** определение поверхностных токов ближней зоны с помощью метода конечных элементов, построение диаграммы направленности методом Стреттона — Чу. Элементами **новизны** являются способ анализа электрических характеристик антенны и полученные на его основе геометрические параметры установки антенны, обеспечивающие ее оптимальное размещение на корпусе с точки зрения сохранения формы диаграммы направленности и отсутствия провалов. **Результат:** предложены практические рекомендации по обоснованному выбору места размещения антенны на автомобиле. **Практическая значимость:** представленные результаты предлагается использовать для обоснованного принятия решения при разработке новых и модернизации существующих подвижных средств радиосвязи.

Ключевые слова: антенна, размещение антенны, корпус, искажения, рекомендации

Введение

Диаграмма направленности (ДН) ненаправленной антенны при установке на подвижный объект (ПО) в качестве бортовой может испытывать существенные искажения [1–5]. В настоящее время широкое распространение в качестве бортовых антенн получили вертикальные несимметричные вибраторы (НСВ) благодаря простоте и надежности конструкции, небольшим размерам в горизонтальной плоскости.

На резонансных частотах данные бортовые антенны имеют незначительные отклонения формы ДН в азимутальной плоскости от круговой, однако при работе радиостанции в широкой полосе частот использование данных антенн нецелесообразно.

В связи с этим отечественными инженерами разработаны новые типы сложных излучателей, ДН которых незначительно искажается при установке на борт благодаря внесению реактивности в ближнее поле антенны. В отличие от широко распространенных НСВ наилучшие места размещения на кузове для них не определены экспериментально, что требует оценки возможности обеспечения равноудаленной радиосвязи для различных мест установки на борт.

Библиографическая ссылка на статью:

Лянгузов Д. А. Исследование влияния кузова автомобиля на электрические характеристики низкопрофильной широкополосной антенны // Вестник СПбГУТ. 2024. Т. 2. № 3. С. 3. EDN: APGGXL

Reference for citation:

Lyanguzov D. Investigation of the Influence of the Car Body on the Electrical Characteristics of a Low-profile Broadband Antenna // Herald of SPbSUT. 2024. Vol. 2. Iss. 3. P. 3. EDN: APGGXL

Исследование электрических характеристик антенны

Задачей исследования является определение: 1) электрических характеристик антенны с учетом воздействия элементов кузова автомобиля (выступов и кромок в ближней зоне антенны); 2) оптимального размещения антенны на автомобиле на основе форм ДН и частотного распределения коэффициента стоячей волны. Для анализа используем следующие электрические характеристики антенн: ДН в горизонтальной плоскости (угол возвышения 15°), частотное распределение коэффициента стоячей волны (КСВ) и коэффициент неравномерности ДН в диапазоне частот ($K_{нер}$), подробно описанный в работе [6]. В качестве диапазона рабочих частот выберем диапазон ДМВ1 как наиболее распространенный (250–520 МГц). Для расчета поверхностных токов используем метод конечных элементов (МКЭ), с учетом сложности геометрической формы антенны, обусловленной наличием в ее конструкции реактивностей (шунтов и колец). Особенности разбиения объекта на конечные элементы, математический аппарат и границы применимости данного численного метода подробно описаны в [7].

После определения поверхностных токов на антенне и на корпусе автомобиля (части, входящей в ближнюю зону антенны) построим характеристику направленности в дальней зоне методом Стреттона – Чу. Алгоритм работы представлен на рисунке 1.



Рис. 1. Схема расчета

В качестве основы для создания модели расчетной области используем следующие транспортные средства: броневый автомобиль на базе грузовика «КАМАЗ», фургон «Газель» и броневик «Тигр» (рисунок 2). Их габаритные размеры представлены в таблице 1.



Рис. 2. Варианты кузовов автомобилей

Таблица 1. Габаритные размеры автомобилей

Параметр	КАМАЗ	Газель	Тигр
Высота, м	3,3	2,1	2
Длина, м	8	6,5	5,7
Ширина, м	2,5	2	2

Расчетная область (S_0) состоит из следующих элементов (рисунок 3):

- токопроводящих стенок А, расположенных на расстоянии $\lambda/4$ от автомобиля, где λ — рабочая частота;
- модели автомобиля Б;
- модели низкопрофильной антенны В;
- системы координат с центром в левом нижнем углу расчетной области.

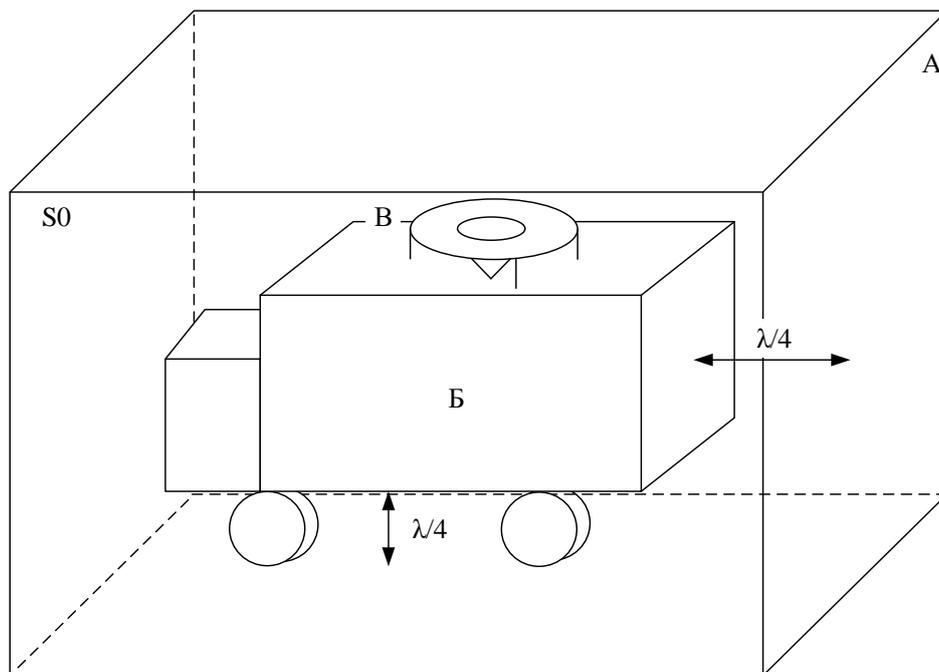


Рис. 3. Расчетная область

Для анализа электрических характеристик антенн использовался пакет CST Studio Suite 2024, позволяющий анализировать электродинамические модели различными численными методами (<https://www.3ds.com/products/simulia/cst-studio-suite>) [8].

На рисунке 4 представлены результаты расчета КСВ в диапазоне рабочих частот для трех типов кузовов. Варианты размещения антенны на корпусе представлены на рисунке 5.

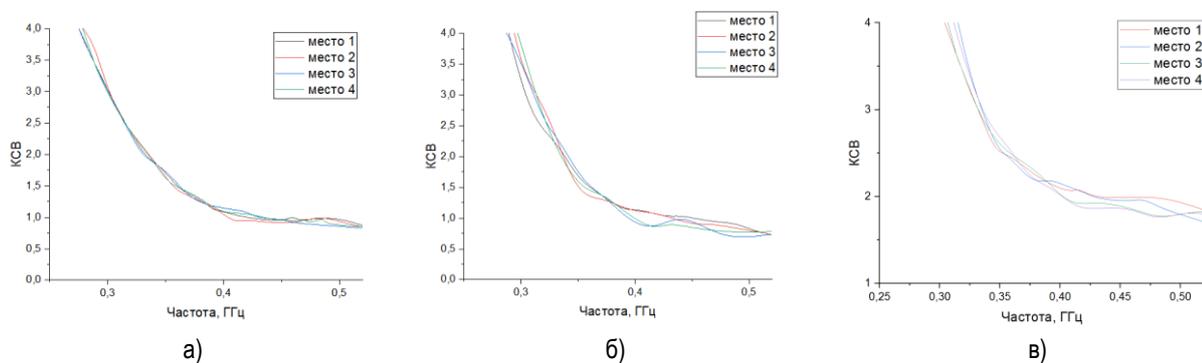


Рис. 4. Результаты расчета коэффициента стоячей волны методом конечных элементов для «КАМАЗа» (а), «Тигра» (б) и «Газели» (в)

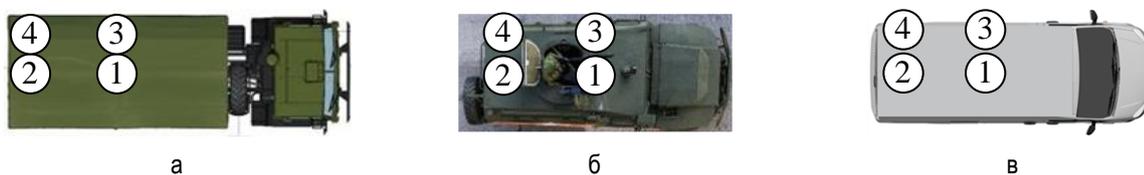


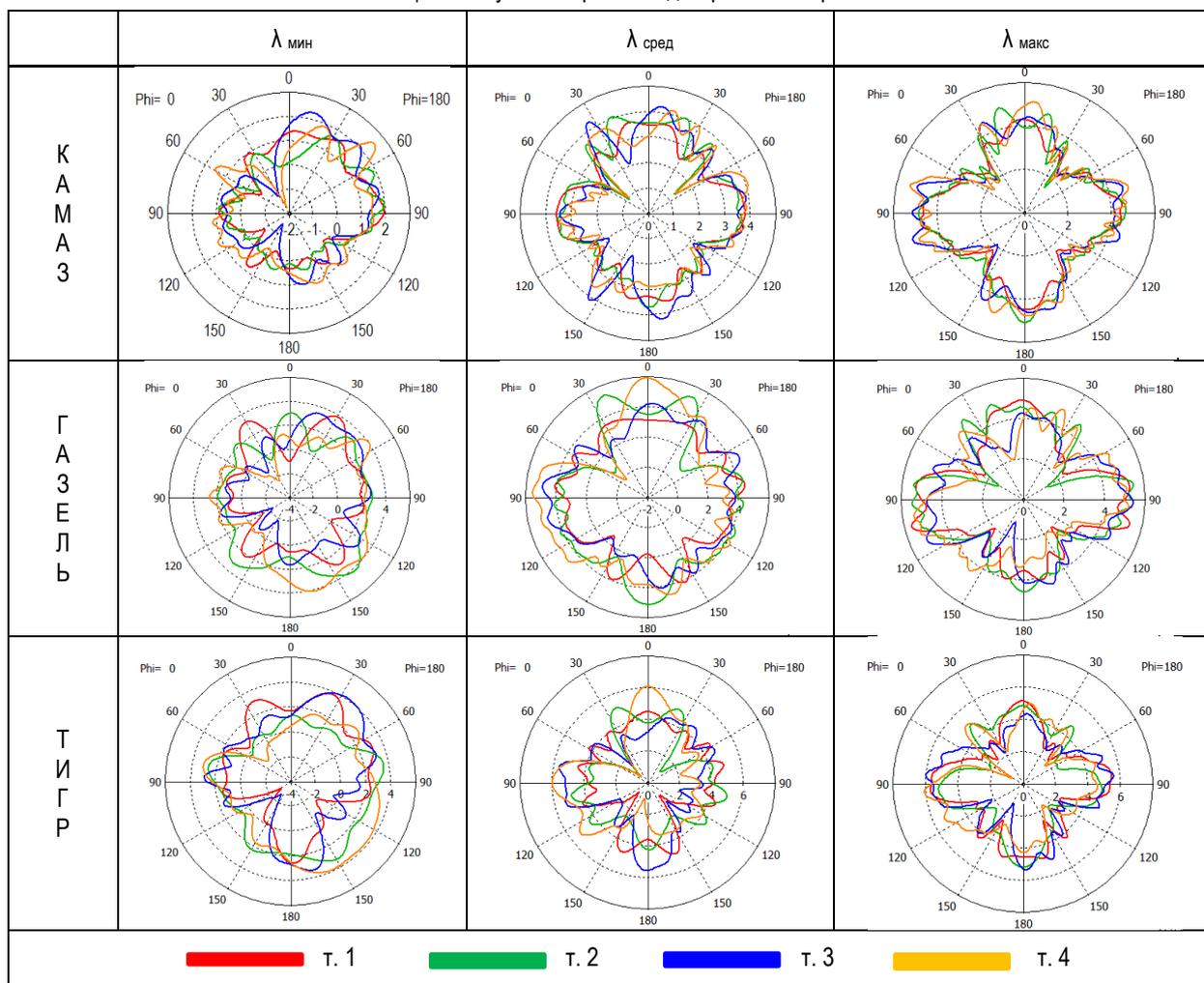
Рис. 5. Варианты размещения антенны на кузове «КАМАЗа» (а), «Тигра» (б) и «Газели» (в)

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод о слабой зависимости согласования данной антенны от места ее установки. В диапазоне от 400 до 500 МГц для «Газели» лучшими будут места 3 и 4. На нижних частотах данную антенну целесообразно использовать только в качестве приемной (значения КСВ более 2).

В таблице 2 представлены результаты моделирования ДН антенны в горизонтальной плоскости. Из полученных графиков видно, что в нижней части рабочего диапазона ДН значительно искажается в точках 3 и 4 (т. 3, т. 4) для «КАМАЗа» и «Газели». На автомобиле «Тигр» искажения наблюдаются

в т. 1 и т. 3. На низких и средних частотах рабочего диапазона на кузове «КАМАЗ» значительных искажений не наблюдается для любого варианта установки. На газели «провал» в ДН наблюдается в т. 2 и т. 4. На «Тигре» в середине частотного диапазона ДН без искажений получена на т. 3. На «Газели» в верхней части частотного диапазона искажения наблюдаются в т. 3, а на «Тигре» — в т. 4.

Таблица 2. Результаты расчета диаграммы направленности



Выводы

В таблице 3 приведена оценка места размещения на корпусе. В целом антенна работает приемлемо в любой точке размещения, что обусловлено особенностью ее конструкции.

Внесение реактивности в ближнюю зону антенны ограничивает растекание поверхностных токов за ее пределы, а шунты позволяют управлять концентрацией токов.

Таблица 3. Оценка мест установки антенн

	т. 1.			т. 2.			т. 3.			т. 4.		
	$\lambda_{\text{мин}}$	$\lambda_{\text{сред}}$	$\lambda_{\text{макс}}$									
КАМАЗ	2	1	1	2	1	1	3	1	1	3	1	1
Газель	2	2	2	2	3	2	3	2	3	3	3	2
Тигр	3	2	2	2	2	2	3	1	2	2	2	3
$\Sigma_{\text{ср}}$	1,89			1,89			2,11			2,22		

1 – оптимально, 2 – приемлемо, 3 – нецелесообразно

По возможности следует устанавливать антенну ближе к центру корпуса подвижного объекта (т. 1, т. 2), где антенна работает значительно лучше. Данная особенность объясняется равномерностью

концентрации токов ближней зоны, значительную часть которых составляют переотраженные токи от кромок и неравномерностей корпуса, расположенных равноудаленно от фазового центра антенны в случае т. 1 и т. 2 и несимметрично для т. 3 и т. 4.

Областью применения результатов данного исследования являются корпуса объектов простой геометрической формы: фургоны, прицепы, автомобили типа хэтчбэк, кузов которых изготовлен из металла и не содержит иных материалов на крыше (например, стекла или пластика). Следует учитывать, что для получения более точных результатов требуется проведение практических измерений на натуральных макетах антенны и автомобиля. Дальнейшим направлением анализа может являться рассмотрение электрических характеристик антенны на борту с надстройками (например, корабля), а также сравнение с другими типами излучателей.

Литература

1. Князева К. В., Панько В. С., Ерохин А. А., Андреев А. Г., Косолапов А. В. и др. Искажения фазовой диаграммы направленности антенны СВ-диапазона при ее размещении на носителе // Журнал радиоэлектроники. 2024. № 7. DOI: 10.30898/1684-1719.2024.7.6. EDN: КАМУТА
2. Конов К. И., Климов К. Н. Влияние факела ракетного двигателя на диаграмму направленности бортовой антенны на активном участке траектории // Вестник воздушно-космической обороны. 2024. № 1 (41). С. 65–72. EDN: FVFBLK
3. Кузьмин С. В., Коровин К. О., Андропов А. В. Учет диаграммы направленности бортовой антенны при анализе канала связи с летательным аппаратом // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2021. Т. 17. № 4. С. 118–122. DOI: 10.36622/VSTU.2021.17.4.016. EDN: OEEASG
4. Михайлов В. Ф. Характеристики бортовой антенны со сложной теплозащитой // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: Материалы XXV Международной научной конференции (Санкт-Петербург, 30 мая – 3 июня 2022 г.). Ч. 2. СПб.: СПбГУАП, 2022. С. 199–204. EDN: NKTIKS
5. Михайлов В. Ф., Мажник И. В. Влияние неоднородной теплозащиты на характеристики излучения антенны космического аппарата // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2023. Т. 15. № 3. С. 4–10. DOI: 10.36724/2409-5419-2023-15-3-4-10. EDN: OUMNHU
6. Бородулин Р. Ю., Лянгузов Д. А. Модель низкопрофильной антенны для размещения на поверхности ограниченных размеров // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2022. № 12. С. 193–199. DOI: 10.24412/2071-6168-2022-12-193-200. EDN: LEMJWJ
7. Бородулин Р. Ю. Конструкционный синтез электрически малых антенн. СПб.: ВАС, 2020. 180 с.

Статья поступила 18 ноября 2024 г.
Одобрена после рецензирования 26 ноября 2024 г.
Принята к публикации 29 ноября 2024 г.

Информация об авторе

Лянгузов Данила Андреевич — кандидат технических наук, инженер кафедры радиотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича.
E-mail: danilalgz@ya.ru

Investigation of the Influence of the Car Body on the Electrical Characteristics of a Low-profile Broadband Antenna

D. Lyanguzov

The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Task statement. *Known methods for selecting the location of installation of a low-profile broadband antenna on car bodies do not take into account the influence of the housing or are applicable only to asymmetrical vertical vibrators, therefore, the urgent task is to determine the optimal locations for installing the antenna, taking into account the influence of the housing on the shape of the radiation pattern. **The purpose** of the work is to develop practical recommendations for the installation of non-standard on-board antennas for several types of car bodies (Kamaz, Tiger, Gazelle). **Methods used:** determination of near-field surface currents using the finite element method, construction of a radiation pattern using the Stretton — Chu method. **The novelty elements** a method for analyzing the electrical characteristics of an antenna and the geometric parameters for installing the antenna obtained on its basis, ensuring optimal placement of the antenna on the body from the point of view of maintaining the shape of the radiation pattern and the absence of dips. **Result:** practical recommendations are offered for the reasonable choice of antenna placement on a vehicle. **Practical significance:** the presented results are proposed to be used for informed decision-making in the development of new and modernization of existing mobile radio communications.*

Key words: antenna, housing, distortion, recommendations

Information about Author

Lyanguzov Danila — Ph.D. of Engineering Sciences, Engineer of the Department of Radio Engineering (The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications). E-mail: danilalgz@ya.ru

УДК 621.39

Сравнительное исследование многоканальных многопролетных волоконно-оптических систем связи с энергетическим и когерентным приемом

Глаголев С. Ф., Какусилумезо С. Э., Агоштињу П. С.

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

Постановка задачи. В настоящее время на транспортных и магистральных сетях связи применяются многоканальные многопролетные волоконно-оптические системы связи с энергетическим и когерентным приемом цифровых оптических сигналов. Все они используют плотное мультиплексирование в волновой области и линейные оптические усилители в каждом пролете. Регенерационное оборудование входит в состав приемной части транспондеров и устанавливается только в оконечных узлах связи. **Целью работы** является разграничение областей применения волоконно-оптических систем связи с энергетическим и когерентным приемом. Для этого проведено всестороннее сравнительное исследование современных многопролетных волоконно-оптических систем связи со скоростью 10 Гбит/с с энергетическим и когерентным приемом, использующих имитационное моделирование процессов генерации, усиления, передачи, приема и обработки цифровых оптических сигналов. **Новизна работы** заключается в предложенных схемах моделирования и методиках их исследования. **Результат:** получены объективные критерии для сравнения волоконно-оптических систем связи с энергетическим и когерентным приемом, определены области их использования на сетях связи. **Практическая значимость:** разработанные схемы моделирования могут быть применены при проектировании волоконно-оптических систем связи, кроме того, они будут использованы в новых лабораторных работах на кафедре оптических и квантовых систем связи.

Ключевые слова: плотное мультиплексирование в волновой области, энергетический прием, когерентный прием, пороговая чувствительность, оптическое отношение сигнала к шуму, Q-фактор

Введение

В высокоскоростных волоконно-оптических системах связи (ВОСС) большой протяженности используются два основных метода приема цифровых оптических сигналов: энергетический (ЭП) и когерентный (КП) [1–4]. При ЭП информация содержится в изменениях мощности сигнала от одного передаваемого символа к другому [2]. Обычно в ВОСС с ЭП применяется амплитудная модуляция (АМ), чаще всего бинарная. ВОСС с ЭП используют каналные скорости передачи обычно до $V_c = 10$ Гбит/с. В ВОСС с КП могут применяться любые виды многоуровневой модуляции: АМ, частотная (ЧМ), фазовая (ФМ) и их комбинации, из которых наибольшее распространение получила квадратурная амплитудная модуляция (КАМ) [3, 4]. Главной особенностью ВОСС с КП является использование на приеме оптического гетеродина — источника непрерывного оптического квазимонохроматического излучения. При смешивании излу-

Библиографическая ссылка на статью:

Глаголев С. Ф., Какусилумезо С. Э., Агоштињу П. С. Сравнительное исследование многоканальных многопролетных волоконно-оптических систем связи с энергетическим и когерентным приемом // Вестник СПбГУТ. 2024. Т. 2. № 3. С. 4. EDN: JVPGVZ

Reference for citation:

Glagolev S., Kakusilumezo S., Agostinho P. Comparative Study of Multi-channel Multi-span Fiber-optic Communication Systems with Energy and Coherent Reception // Herald of SPbSUT. 2024. Vol. 2. Iss. 3. P. 4. EDN: JVPGVZ

чения сигнала и гетеродина происходит перенос несущей частоты сигнала на более низкую промежуточную частоту; при этом на промежуточной частоте сохраняется вся информация о сигнале при любом формате модуляции. ВОСС с КП благодаря возможности применения любых форматов многоуровневой модуляции позволяет использовать высокие битовые скорости передачи от $V_c = 100$ Гбит/с и более. Часто количество передаваемых уровней сигнала определяется как $K = 2^k$, где k — количество бит, передаваемых за один такт. При многоуровневой модуляции символьная скорость $V_{cs} = \frac{V_c}{k}$ ГБод снижается в k раз, что позволяет во столько же раз снизить полосы пропускания в волоконно-оптическом линейном тракте (ВОЛТ) и в электрическом тракте фотоприемного устройства (ФПУ).

Целью исследования является сравнение простоты и экономичности технических решений, качества и дальности связи в ВОСС с ЭП и КП. Для корректного сравнения в этой работе ограничимся одной длиной стандартного телекоммуникационного оптического волокна (ОВ) в пролете 100 км, одной канальной скоростью передачи $V_c = 10$ Гбит/с как наибольшей для ВОСС с ЭП. Будем изменять количество пролетов от 1 до 15, уровень сигнала на входе в ВОЛТ, а для ВОСС с ЭП — тип линейного кодирования (NRZ, аббр. от англ. Non Return to Zero — без возврата к нулю, или RZ, аббр. от англ. Return to Zero — с возвратом к нулю). Качество связи будем оценивать с помощью Q-фактора и оптического отношения сигнала к шуму ($OSNR_{out}$) на выходе ВОЛТ [1].

Моделирование ВОСС с ЭП

Для моделирования ВОСС с ЭП будем использовать схему в программе OptiSystem (рисунок 1) [5]. Схема включает четыре оптических передатчика (Optical Transmitter) с амплитудной бинарной модуляцией и интервалом между каналами по частоте $\Delta\nu_c = 50$ ГГц. Сигналы передатчиков объединяются мультиплексором (WDM Mux) и после усиления в оптическом усилителе (ОУ) мощности поступают в многопролетный ВОЛТ, который заканчивается демультиплексором (WDM Demux). Полосы пропускания мультиплексора и демультиплексора выбраны равными $\Delta\nu_{mux} = 30$ ГГц. ВОЛТ состоит из последнего пролета (перед демультиплексором) и нескольких одинаковых прозрачных пролетов, объединенных петлевым элементом (Loop Control). Количество пролетов можно изменять в широких пределах установкой параметра (Number of Loops). Каждый пролет ВОЛТ состоит из телекоммуникационного ОВ длиной 100 км, обозначенного SMF (аббр. от англ. Single-mode Optical Fiber — одномодовое оптическое волокно), и компенсирующего ОВ (DCF, аббр. от англ. Dispersion Compensation Fiber — волокно для компенсации дисперсии), а также эрбиевого ОУ типа EDFA. (аббр. от англ. Erbium Doped Fiber Amplifier — усилитель на волокне, легированном эрбием).

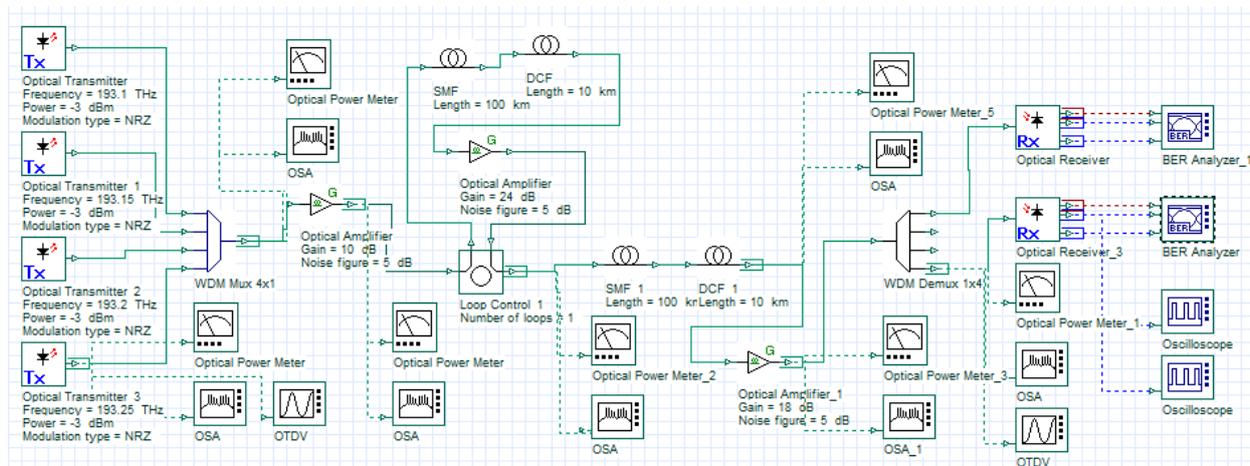


Рис.1. Четырехканальная многопролетная ВОСС с ЭП и канальной скоростью 10 Гбит/с

Длина ОВ DCF выбрана исходя из условия полной компенсации хроматической дисперсии (ХД) в пролете, а коэффициент усиления линейного ОУ — из условия полной компенсации затухания в пролете ВОСС. На выходе ВОЛТ перед демультиплексором установлен предварительный ОУ (ПОУ), ко-

эффицент усиления которого меньше, чем линейного ОУ, так как его сигнал подается не в следующий пролет, а на чувствительное ФПУ.

Выходной сигнал ВОЛТ разделяется демультиплексором, имеющим затухание 5 дБ, на отдельные каналные сигналы, которые поступают на свои ФПУ. Изменения мощности приходящего излучения сначала преобразуются в фототок в фотодиоде (ФД), а затем в напряжение в усилителе фототока (УФТ), который представляет собой фильтр нижних частот (ФНЧ) с частотой среза 7,5 ГГц. Аналоговое напряжение на выходе УФТ по форме представляет собой реакцию ВОЛТ на входной цифровой сигнал с учетом искажений и шумов. Далее это напряжение преобразуется в цифровой бинарный сигнал в коде NRZ в регенераторе, который входит в состав ФПУ.

Для проведения исследований в схему ВОСС входят: измерители оптической мощности (Optical Power Meter), оптические осциллографы (Optical Time Domain Visualizer, OTDV), оптические спектроанализаторы (Optical Spectrum Analyzer, OSA), анализаторы коэффициента битовых ошибок (Bit Error Rate (BER) Analyzer) и электрические осциллографы (Oscilloscope) [5].

Исходные данные и результаты исследований для ВОСС с ЭП помещены в таблицу 1, где использованы обозначения: для коэффициента усиления ПОУ — $g_{поу}$, а для пиковой мощности выходного сигнала — ρ_{sm_out} .

Таблица 1. Результаты исследований ВОСС с ЭП

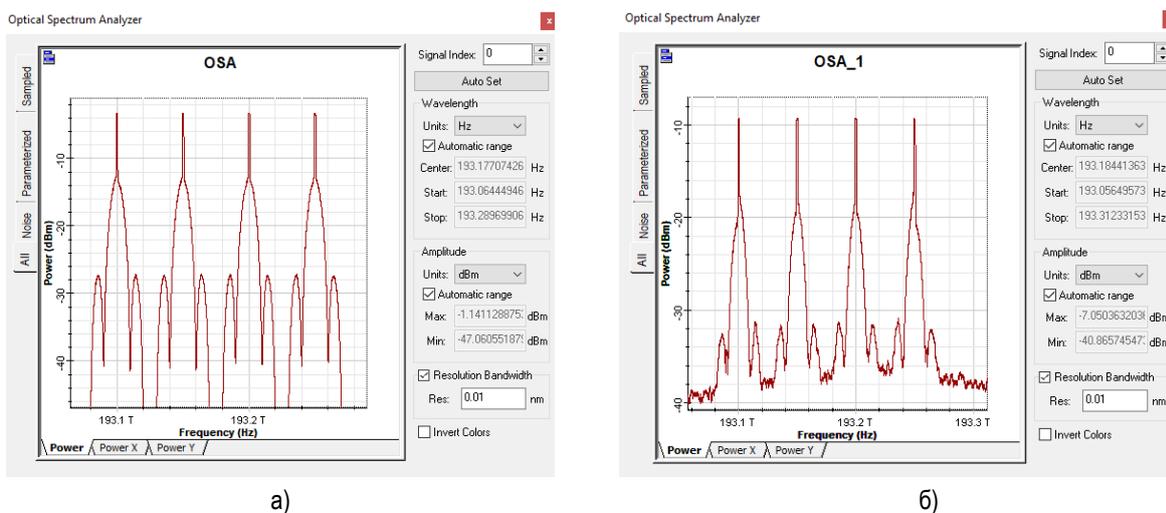
Установленные параметры				Измеренные величины					
Кол-во пролетов, N	Код	ρ_{s_in} , дБм	$g_{поу}$, дБ	$OSNR_{in}$, дБ	ρ_{s_out} , дБм	ρ_{sm_out} , дБм (OSA)	ρ_{ϕ} , дБм	$OSNR_{out}$, дБ	Q-фактор
1	NRZ	1,0	18	42	-1,9	-11	-16	24	13
5	NRZ	1,0	18	42	2,9	-11	-17	16	7
1	NRZ	5,0	18	42	0,5	-7	-12	28	23
5	NRZ	5,0	18	42	3,9	-7	-12	21	13
10	NRZ	5,0	18	42	6,0	-7	-12	18	9
15	NRZ	5,0	18	42	7,6	-7	-12	16	7
15	NRZ	8,0	18	42	8,2	-4,5	-9	18,5	7,6
15	NRZ	10	18	42	8,7	-3	-7,2	17	4,7
5	NRZ	10	18	42	5,6	-3	-8	25	13
5	NRZ	13	18	42	7,5	-1	-5,2	27	10
1	RZ-66	5,0	18	37	0,5	-9	-12	26	28
5	RZ-66	5,0	18	37	3,9	-9	-12	19	13
10	RZ-66	5,0	18	37	6,1	-8	-12	17	10
15	RZ-66	5,0	18	37	7,6	-8	-12	15	9
15	RZ-66	10	18	37	8,7	-3	-8	15	11
15	RZ-66	13	18	37	10	-3	-5,7	6	7

Из таблицы видно, что ВОСС с ЭП и кодированием NRZ обеспечивает высокое качество связи $Q > 7$ на расстояниях, по крайней мере, до 1500 км (15 пролетов) при среднем уровне суммарного входного сигнала на входе в пролеты $\rho_{s_in} = 5$ дБм (3,16 мВт), что соответствует канальной мощности 0,8 мВт. С уменьшением входного сигнала до $\rho_{s_in} = 1$ дБм качество связи снижается, Q-фактор уменьшается при $\rho_{s_in} = 5$ дБм с 23 до 13 в однопролетной ВОСС при кодировании NRZ.

При этом кодировании и $\rho_{s_in} = 5$ дБм с увеличением количества пролетов N с 1 до 15 (общая длина ВОСС изменяется от 100 до 1500 км) Q-фактор и $OSNR_{out}$ постепенно уменьшаются. Q-фактор от 23 до 7, а $OSNR_{out}$ — от 28 до 16. Можно отметить, что с увеличением количества пролетов нарастает постоянный уровень усиленного спонтанного излучения (УСИ) на выходе ВОЛТ ρ_{s_out} от 0,5 до 7,6 дБм. В принципе он может дополнительно увеличивать уровень шума на выходе ФПУ за счет увеличения дробового шума и шумов, обусловленных биениями излучения сигнала и УСИ, а также биения между излучениями УСИ разных частот. Однако за счет фильтрующего действия демультиплексора УСИ эффективно подавляется до ФПУ. При этом уровень сигнала на входе ФПУ ρ_{ϕ} практически не зависит от количества пролетов.

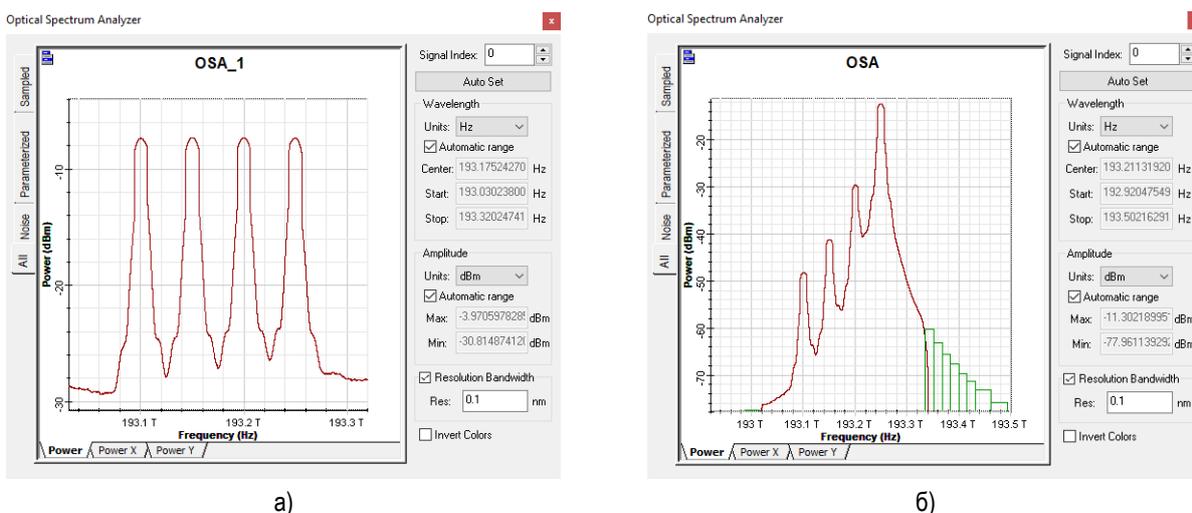
С увеличением входного сигнала при $N = 5$ (длина ВОСС 500 км) качество связи сначала растет с $Q = 7$ (при $p_{s_in} = 1$ дБм), достигает максимума $Q = 13$ (при $p_{s_in} = 10$ дБм) и начинает уменьшаться за счет нелинейных искажений до $Q = 10$ (при $p_{s_in} = 13$ дБм и уровне канального сигнала 5 мВт). Увеличение входного сигнала для ВОСС с 15 пролетами от $p_{s_in} = 5$ до 8 дБм приводит к некоторому увеличению Q -фактора с 7 до 7,6. Затем с увеличением p_{s_in} до 10 дБм Q -фактор уменьшается до 4,7 за счет нелинейных искажений. Таким образом, можно отметить, что оптимальный уровень входной мощности зависит от количества пролетов и общей длины ВОСС. Для пяти пролетов она составляет в нашем случае 10 дБм, а для 15 пролетов — 8 дБм.

Использование кодирования RZ-66 вместо NRZ улучшает качество связи. В однопролетной ВОСС при этом переходе Q -фактор возрастает с 23 до 28 ($p_{s_in} = 5$ дБм), при некотором снижении $OSNR_{out}$ с 28 до 26 дБ. В многопролетной ВОСС с $N = 15$ (1500 км) при $p_{s_in} = 5$ дБм использование кода RZ-66 повышает Q -фактор с 7 до 9, что очень существенно.



а) б)
Рис. 2. Спектрограммы сигнала на входе (а) и выходе (б) ВОЛТ

На рисунке 2 показаны спектрограммы оптического сигнала на входе и выходе 5-пролетного ВОЛТ общей длиной 500 км при разрешающей способности OSA $\Delta\lambda = 0,01$ нм. Видно, что амплитуда выходного сигнала меньше входного на 6 дБ. Это связано с тем, что коэффициент усиления предварительного ОУ (18 дБ) в последнем пролете на 6 дБ меньше коэффициента усиления линейного ОУ (24 дБ).



а) б)
Рис. 3. Спектрограмма сигнала на выходе: а) ВОЛТ, б) демультиплектора

На рисунке 3а показана спектрограмма сигнала на выходе ВОЛТ при разрешающей способности OSA $\Delta\lambda = 0,1$ нм, которую рекомендуется устанавливать при измерении $OSNR$ (в нашем случае

оно составило 21 дБ). На рисунке 3б показана спектрограмма оптического сигнала на выходе 4-го канала демультиплексора и на входе ФПУ. Видно, что демультиплексор подавляет сигналы соседних каналов не менее чем на 18 дБ.

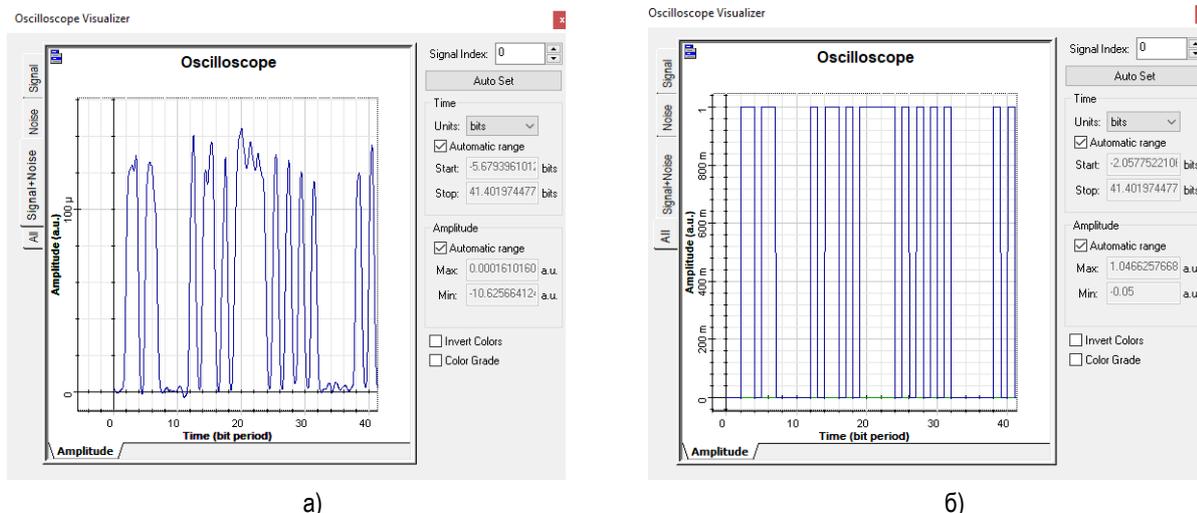


Рис. 4. Осциллограмма электрического сигнала на входе (а) и выходе (б) регенератора

На рисунке 4, где показаны электрические сигналы на входе и выходе регенератора ФПУ 4-го канала, видно, что входной сигнал сильно искажен.

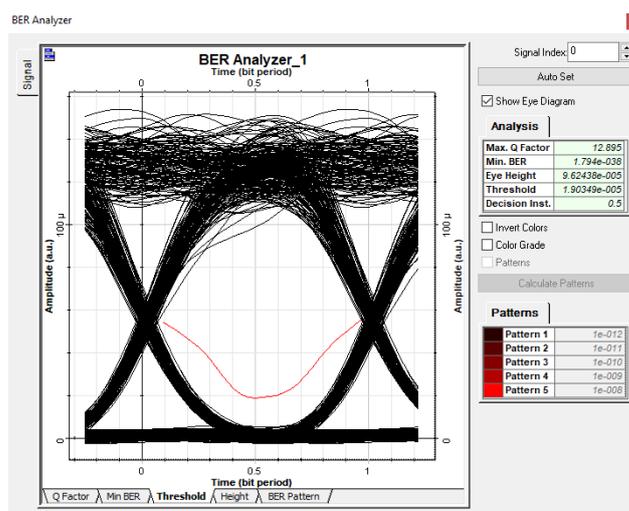


Рис. 5. Глаз-диаграмма сигнала в 4-м канале ВОСС $Q = 12,9$

На рисунке 5 показана глаз-диаграмма на экране анализатора ошибок. Видно, что шумы в электрическом сигнале проявляются сильнее при приеме логической «1» по сравнению с приемом логического «0». На экране глаз-диаграммы также видна зависимость уровня оптимального порога от момента принятия решения, который смещен в сторону уровня логического «0».

Моделирование ВОСС с КП

Схема четырехканальной ВОСС с КП (рисунок 6) во многом аналогична ВОСС с ЭП (рисунок 1): длины пролетов, параметры телекоммуникационных ОВ (ТК ОВ), количество каналов, их частоты и частотный интервал между ними одинаковы. ВОСС с КП содержит четыре оптических передатчика с четырехуровневой фазовой модуляцией (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK). В многопролетном ВОЛТ с КП отсутствуют компенсирующие ОВ (DCF), так как электронная компенсация ХД в ТК ОВ происходит в транспондере оконечного пункта.

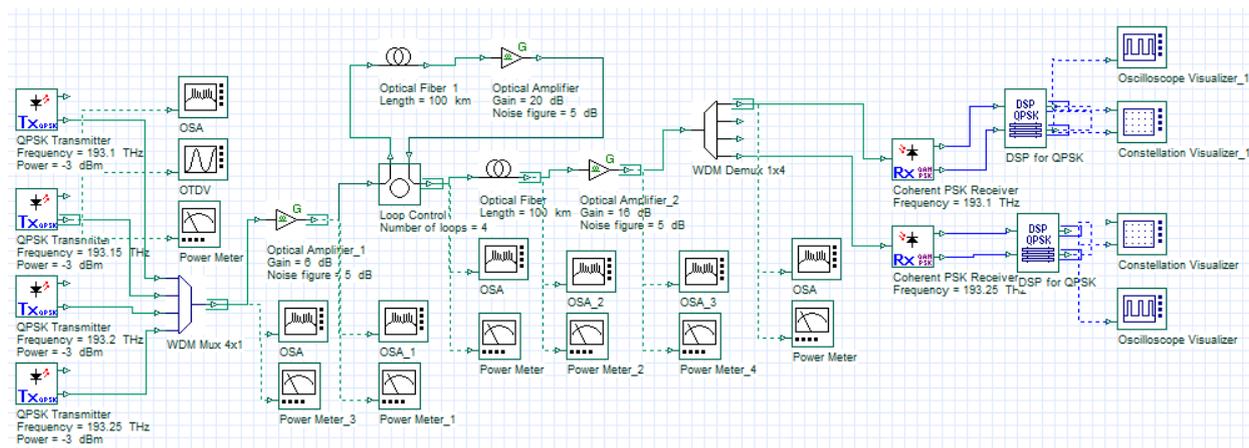


Рис. 6. Четырехканальная многопролетная ВОСС с КП и канальной скоростью 10 Гбит/с

ФПУ каждого канала ВОСС с КП содержит оптический гетеродин с уровнем мощности 3 дБм, частотой максимально близкой к несущей частоте канального сигнала, оптическую схему 90-градусного гибрида и четыре ФД, объединенные в два балансных фотоприемника (БФП). На выходах БФП формируются последовательности электрических сигналов, соответствующие синфазной и квадратурной составляющим принятого символа, которые сразу же поступают на аналого-цифровые преобразователи. Однако из-за различных искажений оптических сигналов в ВОЛТ, шумов ФПУ и УСИ необходима сложная цифровая обработка сигналов (ЦОС), которую выполняет быстродействующий цифровой сигнальный процессор (Digital Signal Processor, DSP). Для контроля качества связи в ВОСС с КП используются анализаторы сигнальных созвездий (Constellation Visualizer), которые не только позволяют наблюдать сигнальные созвездия выходных сигналов на выходе DSP, но и выдают расчетные значения BER и Q-фактора на основе анализа зарегистрированных созвездий.

Отметим, что при одинаковых битовых скоростях передачи $V_c = 10$ Гбит/с для ВОСС с ЭП и КП символьная скорость при КП в два раза меньше, чем при ЭП и составляет $V_{cs} = 5$ ГБод. Это позволяет уменьшить оптическую полосу пропускания мультиплексора и демультиплексора с $\Delta\nu_c = 30$ ГГц в ВОСС с ЭП до $\Delta\nu_c = 10$ ГГц в ВОСС с КП. Это дополнительно уменьшает шумы от УСИ.

Исходные данные и результаты исследований для ВОСС с КП помещены в таблицу 2.

Таблица 2. Результаты исследований ВОСС с КП

Установленные параметры				Измеренные величины					
Кол-во пролетов, N	ρ_{s_in} , дБм	a_{Dmux} , дБ	g_{loop} , дБ	$OSNR_{in}$, дБ	ρ_{s_out} , дБм	ρ_{sm_out} , дБм (OSA)	ρ_ϕ , дБм	$OSNR_{out}$, дБ	Q-фактор
1	1,0	5	16	42	-1,5	-9	-14	28	16
1	5,0	5	16	42	1,7	-5	-10	31	16
5	1,0	5	16	42	1,9	-9	-14	21	9
5	3,0	5	16	42	2,3	-7	-12	23	12
5	5,0	5	16	42	3,6	-5	-10	25	13
5	8,0	5	16	42	5,5	-2	-7	28	11
5	10,0	5	16	42	7	0	-5	30	9
5	13	5	16	42	9,5	3	-2,3	32	5
10	5,0	5	16	42	5,2	-5	-10	22	10
15	5,0	5	16	42	6,4	-5	-10	20	9

Из таблицы видно, что ВОСС с КП при среднем уровне суммарного входного сигнала на входе в пролеты $p_{s_in} = 5$ дБм и расстоянии до 1500 км обеспечивает более высокое качество связи ($Q > 9$), чем при ЭП. Однако можно отметить, что при КП Q-фактор даже при отличном качестве связи редко превышает величину 15, а при ЭП он может быть гораздо больше.

С уменьшением входного сигнала от $p_{s_in} = 5$ дБм до 1 дБм качество связи снижается, Q-фактор уменьшается с 13 до 9, а OSNR — с 25 до 21 дБ при длине ВОЛТ 500 км (пять пролетов). При $p_{s_in} = 5$ дБм с увеличением количества пролетов с 1 до 15 (общая длина ВОСС изменяется от 100 до 1500 км) Q-фактор и $OSNR_{out}$ постепенно уменьшаются: Q-фактор от 16 до 9, а OSNR от 31 до 20. Можно отметить, что с увеличением количества пролетов нарастает постоянный уровень УСИ на выходе ВОЛТ p_{s_out} от 1,7 до 6,4 дБм. При этом средний уровень сигнала на входе ФПУ практически не увеличивается.

На рисунке 7а показана зависимость уровня выходной оптической мощности передатчика от времени. Видно, что при фазовой модуляции QPSK и линейном кодировании NRZ уровень мощности составляет -11 дБ и не зависит от времени. Это характерно для ФМ и кодирования NRZ. Потери в модуляторе передатчика при этом составляют 8 дБ. На рисунке 7б показана спектрограмма сигнала передатчика 1-го канала. Видно, что спектрограмма передатчика с ФМ и кодом NRZ не содержит пика, как при AM (см. рисунок 2).

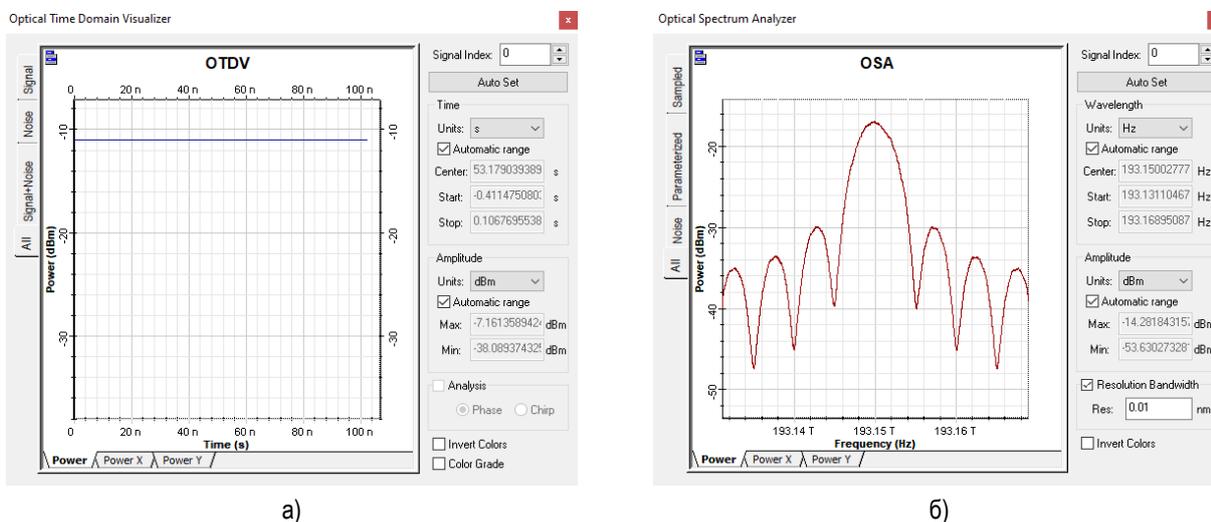


Рис. 7. Осциллограмма (а) и спектрограмма (б) сигнала на выходе передатчика

На рисунке 8 показаны спектрограммы оптического сигнала на входе и выходе пятипролетного ВОЛТ общей длиной 500 км при разрешающей способности OSA $\Delta\lambda = 0,01$ нм. Видно, что амплитуда выходного сигнала меньше входного на 4 дБ. Это связано с тем, что коэффициент усиления предварительного ОУ (16 дБ) в последнем пролете на 4 дБ меньше коэффициента усиления линейного ОУ (20 дБ).

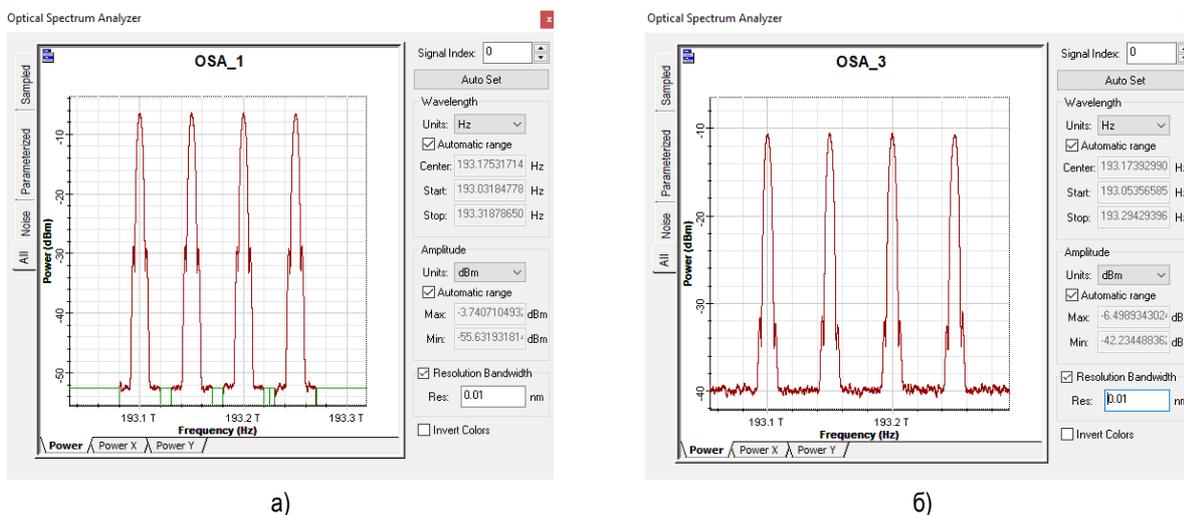
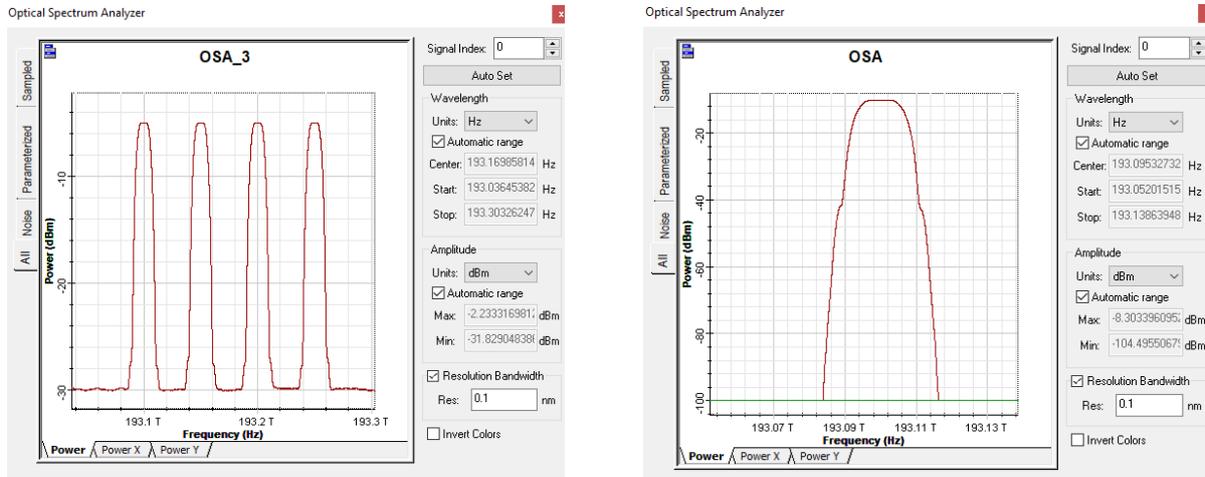


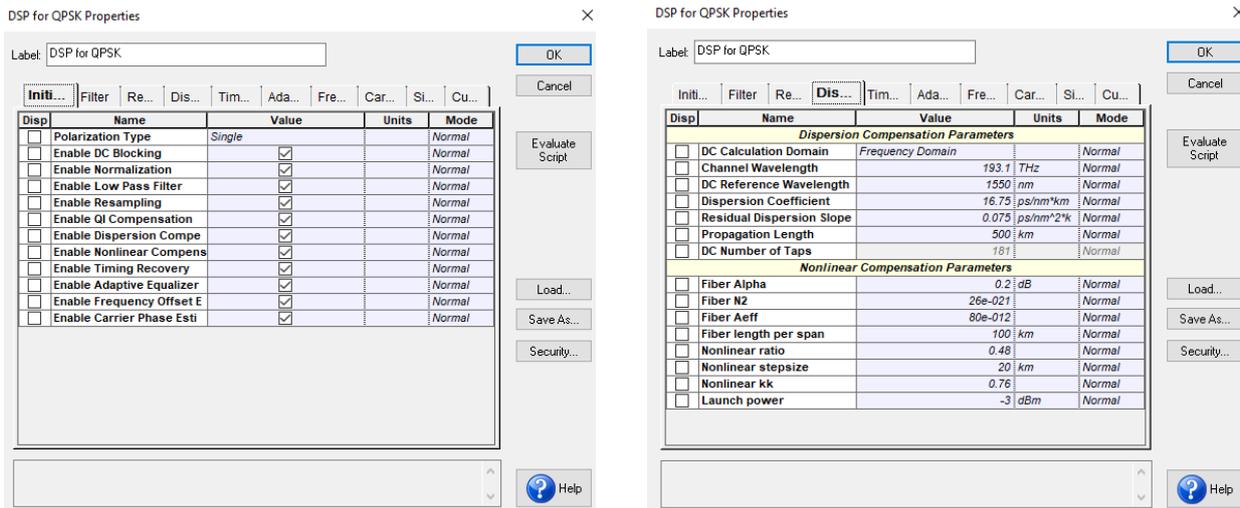
Рис. 8. Спектрограмма сигнала на входе (а) и выходе (б) ВОЛТ

На рисунке 9а показана спектрограмма сигнала на выходе ВОЛТ при разрешающей способности $OSA \Delta\lambda = 0,1 \text{ нм}$. Оптическое отношение сигнала к шуму составило 25 дБ. На рисунке 9б показана спектрограмма оптического сигнала на выходе 4-го канала демультиплексора и на входе ФПУ. Видно, что демультиплексор полностью подавляет сигналы соседних каналов.



а) б)
Рис. 9. Спектрограммы сигналов на выходах ВОЛТ (а) и демультиплексора (б)

С выхода каждого ФПУ два потока цифровых электрических сигналов, соответствующие синфазной и квадратурной составляющим данного символа, поступают на входы DSP, где подвергаются ЦОС. На рисунке 10а показан перечень подключенных алгоритмов в DSP моделируемой ВОСС с КП, который включает 11 наименований, в том числе компенсацию ХД (Dispersion Compensation) и нелинейных искажений (Nonlinear Compensation), а также восстановление несущей частоты и ее фазы и т. п. На рисунке 10б показан перечень параметров 1-го канала моделируемой многопролетной ВОСС с КП, включающий частоту несущей, параметры ОВ, общую длину ВОСС и пролетов и др. (в общей сложности 15 параметров).



а) б)
Рис. 10. Перечни: а) алгоритмов ЦОС в DSP, б) параметров ВОСС, необходимых для ЦОС в DSP

На рисунке 11а показано сигнальное созвездие для 1-го канала после ЦОС в DSP. Видно, что все четыре символа надежно разделены, а Q-фактор равен 12,6. На рисунке 11б показан синфазный электрический сигнал 1-го канала после цифро-аналогового преобразования сигнала из DSP. Он имеет вид бинарного сигнала с кодом NRZ, однако шумовая составляющая в нем присутствует. Такой же сигнал можно вывести из DSP для квадратурной составляющей.

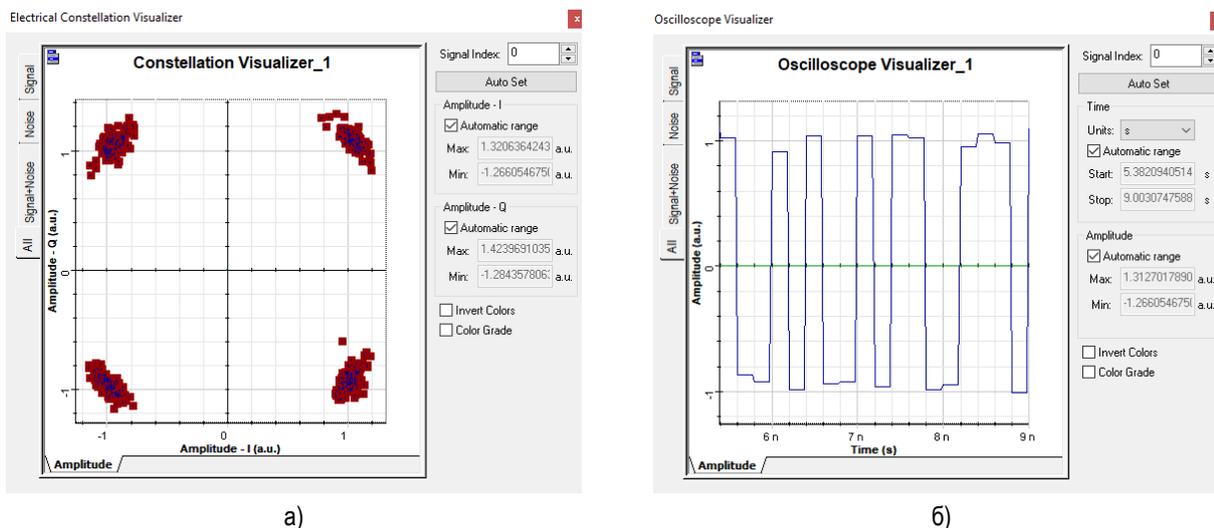


Рис. 11. Сигнальное созвездие (а) и синфазная составляющая сигнала с выхода DSP (б) для 1-го канала

Заключение

Основными критериями сравнения ВОСС с ЭП и КП являются: скорость и дальность передачи, количество каналов в одном ОБ, качество связи, которое характеризуется Q -фактором и $OSNR$, сложность и стоимость оборудования и его эксплуатации.

По предельным скоростям передачи ВОСС с КП существенно превосходят ВОСС с ЭП благодаря возможностям применения многоуровневой модуляции, повышению символьной скорости и более высокой чувствительности ФПУ с КП.

По предельной дальности связи ВОСС с КП существенно превосходят ВОСС с ЭП благодаря более высокой чувствительности ФПУ с КП и исключению потерь в модулях для компенсации ХД.

По возможному количеству каналов в одном ОБ и по качеству связи КП и ЭП равноценны.

Однако ВОСС с КП значительно сложнее и дороже, как в производстве, так и в эксплуатации, чем ВОСС с ЭП.

Таким образом, в настоящее время и обозримом будущем вновь строящиеся и реконструируемые ВОСС могут использовать как КП, так и ЭП. Для более дешевых вариантов построения ВОСС с ограничениями по скорости и дальности вполне пригодны ВОСС с ЭП. Для ВОСС с предельно большими скоростями и расстояниями необходимо использовать более дорогие решения, т. е. ВОСС с КП.

Литература

1. Трещиков В. Н., Листвин В. Н. DWDM-системы. М.: Техносфера, 2021. 420 с.
2. Былина М. С., Глаголев С. Ф., Дюбов А. С. Сравнительный анализ методов энергетического и когерентного приема цифровых информационных оптических сигналов. Часть 1. Энергетический прием // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 12–20. EDN: ZIWOIH
3. Былина М. С., Глаголев С. Ф., Дюбов А. С. Сравнительный анализ методов энергетического и когерентного приема цифровых информационных оптических сигналов. Часть 2. Когерентный прием // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 21–28. EDN: YMIHMY
4. Наний О. Е., Трещиков В. Н., Убайдуллаев Р. Р. Дальность работы и пропускная способность когерентных систем связи // Вестник связи. 2013. № 9. С. 13–19. EDN: VNVUUJ
5. OptiSystem. Tutorials. Vol. 1: Optical Communication System Design Software. Version 14. Ottawa: OptiWave, 2015. 489 p.

Статья поступила 28 ноября 2024 г.
Одобрена после рецензирования 09 декабря 2024 г.
Принята к публикации 13 декабря 2024 г.

Информация об авторах

Глаголев Сергей Федорович — кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры оптических и квантовых систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. E-mail: glagolev.sergey@sut.ru

Какусилумезо Сандру Эдуарду — студент 1-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. E-mail: Kakusilumezo.se@sut.ru

Агоштињу Пенаш Созинью — студент 2-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича.

Comparative Study of Multi-channel Multi-span Fiber-optic Communication Systems with Energy and Coherent Reception

S. Glagolev, S. Kakusilumezo, P. Agostinho

The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Statement of the problem. Currently, transport and backbone communication networks use multi-channel multi-span fiber-optic communication systems with energy and coherent reception of digital optical signals. They all use dense wave-domain multiplexing and linear optical amplifiers in each hop. **The purpose** of the work is to distinguish between the areas of application of fiber-optic communication systems with energy and coherent reception. For this purpose, a comprehensive comparative study of multi-hop fiber-optic communication systems with a speed of 10 Gbit/s with energy and coherent reception was carried out, using simulation modeling of the processes of generation, amplification, transmission, reception and processing of digital optical signals in modern fiber-optic communication systems. **The novelty** of the work lies in the proposed modeling schemes and methods for their research. The novelty of the work lies in the proposed modeling schemes and methods for their research. **Results:** objective criteria for comparing fiber-optic communication systems with energy and coherent reception were obtained, areas of their use in communication networks were determined. **Practical significance:** the developed modeling schemes can be used in the design of fiber-optic communication systems; they will be used to create laboratory work for students.

Key words: dense multiplexing in the wave domain, energy and coherent reception, threshold sensitivity, optical signal-to-noise ratio, Q-factor

Information about Authors

Glagolev Sergey — Ph.D. of Engineering Sciences, Docent, Associate Professor of the Department of Optical and Quantum Communication Systems (The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications). E-mail: glagolev.sergey@sut.ru

Kakusilumezo Sandru — a 1st Year Master's Student (The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications). E-mail: Kakusilumezo.se@sut.ru

Penash Agostinho — 2nd Year Master's Student (The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications).

УДК 621.396.62.089.52

Оценка чувствительности радиоприемника с использованием коэффициентов внешних и внутренних шумов

Мелихов С. В.

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
Томск, 634034, Российская Федерация

Цель работы: разработка методики и вывод формулы для оценки реальной чувствительности радиоприемника с использованием коэффициентов внешних и внутренних шумов. **Методы исследования:** схемотехнический анализ условий приема с использованием диаграмм уровней сигнала и шума для типовой структуры радиотракта приемника. **Результат:** разработана методика и получена новая формула для оценки реальной чувствительности радиоприемника, учитывающие внутренние шумы радиотракта приемника и совокупность внешних шумов различного вида – атмосферный шум, промышленный шум, галактический шум, тепловой шум Земли. **Научная новизна:** использование полученной формулы, в отличие от известной, позволяет при расчете чувствительности радиоприемника устранить систематическую ошибку, значения которой лежат в пределах от 2 до 5 дБ при значениях результирующего коэффициента внешнего шума от 0 до 40 дБ и более. **Практическая / Теоретическая значимость:** результаты работы могут быть полезны для разработчиков приемных трактов различных радиосистем.

Ключевые слова: радиоприемник, радиотракт, полосовой фильтр, фидер, малошумящий усилитель, усилитель-селектор, коэффициент внешнего шума, коэффициент внутреннего шума, формула Фрииса, реальная чувствительность радиоприемника

Введение

В работах [1, 2] для диапазона частот (1...1000) МГц приведены зависимости спектральной плотности мощности внешних радиозумов от различных источников, которые характеризуются коэффициентами \hat{N}_i (в дБ) относительно уровня $N_0 = k$, $T_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц ($\hat{N}_0 = 10 \lg(k T_0) = -204$ дБВт/Гц) или температурами $T_i = T_0(N_i - 1)$ (рисунок 1). Уровень $N_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц характеризует спектральную плотность мощности аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) в полосе 1 Гц. Импульсные атмосферные (грозовые) и промышленные помехи в [1, 2] получили название «шумы», поскольку интенсивность их спектральных составляющих в полосе пропускания приемника можно считать постоянной.

Однако в [1, 2] не приводятся методики для оценки чувствительности приемника с использованием приведенных на рисунке 1 зависимостей, где 1 – атмосферный шум днем; 2 – атмосферный шум ночью; 3 – промышленный шум в сельской местности; 4 – промышленный шум в малом городе; 5 – промышленный шум в большом городе; 6 – галактический шум; 7 – тепловой шум Земли.

Библиографическая ссылка на статью:

Мелихов С. В. Оценка чувствительности радиоприемника с использованием коэффициентов внешних и внутренних шумов // Вестник СПбГУТ. 2024. Т. 2. № 3. С. 5. EDN: IHBCRE

Reference for citation:

Melikhov S. Radio Receiver Sensitivity Assessment Using External and Internal Noise Coefficients // Herald of SPbSUT. 2024. Vol. 2. Iss. 3. P. 5. EDN: IHBCRE

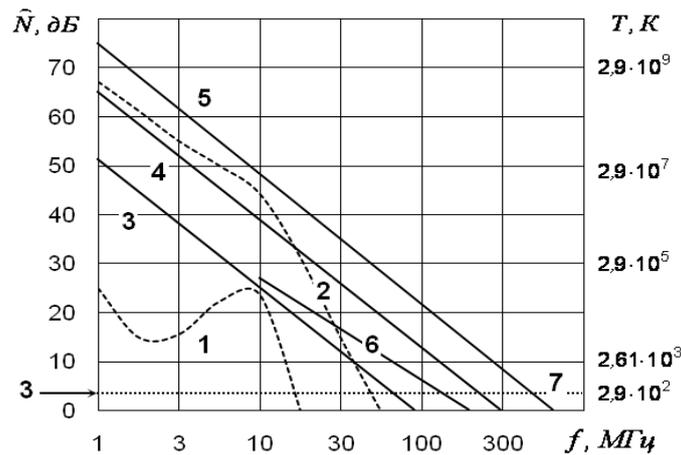


Рис. 1. Зависимости спектральной плотности мощности внешних шумов от различных источников

В соответствии с методикой оценки чувствительности приемника с использованием коэффициентов внешних шумов, предложенной в [3], при наличии на радиочастоте f внешних шумов от нескольких различных источников, прежде всего, необходимо определить результирующий коэффициент внешнего шума:

$$N_{\text{внеш}} = (1 + \sum T_i/T_0) = (1 + T_{\text{атм}}/T_0 + T_{\text{пром}}/T_0 + T_{\text{гал}}/T_0 + T_{\text{зем}}/T_0) =$$

$$= \{(1 + T_{\text{атм}}/T_0) + (1 + T_{\text{пром}}/T_0) + (1 + T_{\text{гал}}/T_0) + (1 + T_{\text{зем}}/T_0)\} - (s - 1) = \quad (1)$$

$$= [10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{атм}}} + 10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{пром}}} + 10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{гал}}} + 10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{зем}}}] - (s - 1),$$

где $\sum T_i = (T_{\text{атм}} + T_{\text{пром}} + T_{\text{гал}} + T_{\text{зем}})$ – суммарная температура внешнего шума; $T_{\text{атм}}$ – температура атмосферного шума; $T_{\text{пром}}$ – температура промышленного шума; $T_{\text{гал}}$ – температура галактического шума; $T_{\text{зем}} = T_0 = 290 \text{ К}$ – температура теплового шума Земли; $\hat{N}_{\text{атм}}$ – коэффициент атмосферного шума (дБ); $\hat{N}_{\text{пром}}$ – коэффициент промышленного шума (дБ); $\hat{N}_{\text{гал}}$ – коэффициент галактического шума (дБ); $\hat{N}_{\text{зем}}$ – коэффициент шума Земли (дБ); s – число слагаемых, учитываемых в квадратных скобках выражения (1).

Следует заметить, что:

– при радиосвязи на частотах $f \geq 500 \text{ МГц}$ уровни атмосферного, промышленного (даже в большом городе), галактического шумов пренебрежимо малы ($\hat{N}_{\text{атм}} = \hat{N}_{\text{пром}} = \hat{N}_{\text{гал}} = 0 \text{ дБ}$) и необходимо учитывать только шум Земли ($\hat{N}_{\text{зем}} = 3 \text{ дБ}$), следовательно, с использованием (1):

$$N_{\text{внеш}} = [10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{атм}}} + 10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{пром}}} + 10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{гал}}} + 10^{0,1 \cdot \hat{N}_{\text{зем}}}] - (s - 1) =$$

$$= [10^{0,1 \cdot 0} + 10^{0,1 \cdot 0} + 10^{0,1 \cdot 0} + 10^{0,1 \cdot 3}] - (4 - 1) = [1 + 1 + 1 + 2] - (4 - 1) = 2 = N_{\text{зем}}; \quad (2)$$

– при радиосвязи на частотах $f \geq 250 \text{ МГц}$ и нахождении приемника вдали от источников промышленных шумов (в сельской местности) также:

$$\hat{N}_{\text{атм}} = \hat{N}_{\text{пром}} = \hat{N}_{\text{гал}} = 0 \text{ дБ и } N_{\text{внеш}} = N_{\text{зем}} = 2;$$

– при космической радиосвязи на частотах $f < 200 \text{ МГц}$ для определения $\hat{N}_{\text{гал}}$ необходимо пользоваться зависимостью 6 (см. рисунок 1), а при $f \geq 200 \text{ МГц}$ полагать, что $T_{\text{гал}} \approx 50 \text{ К}$ и $N_{\text{внеш}} = N_{\text{гал}} \approx 1,172$ ($\hat{N}_{\text{внеш}} = \hat{N}_{\text{гал}} \approx 0,7 \text{ дБ}$) [1, 2].

После расчета результирующего коэффициента внешнего шума оценку реальной чувствительности приемника с настроенной антенной и выполненного по структурной схеме, изображенной на рисунке 2, в работе [3] предложено рассчитывать по выражению:

$$\begin{aligned} \check{P}_{c_вх_0} &= \gamma_{\text{вых_РТ}} P_{\text{ш_0}} [(N_{\text{внеш}} - 1) + (N_{\text{УС}}/k_{\Phi} - 1)] = \\ &= \gamma_{\text{вых_РТ}} N_0 B_{\text{ш_RF}} [(N_{\text{внеш}} - 2) + \eta_{\Phi} N_{\text{УС}}], \end{aligned} \quad (3)$$

где $\gamma_{\text{вых_РТ}}$ – отношение сигнал / шум на выходе радиотракта (РТ) приемника; $P_{\text{ш_0}} = k T_0 B_{\text{ш_RF}}$ – номинальная мощность теплового шума (Вт) в шумовой полосе приемника $B_{\text{ш_RF}} \approx B_{\text{RF}}$; B_{RF} – полоса пропускания приемника (Гц) для сигнала с радиочастотой (Radio Frequency); $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T_0 = 290$ К (при 17°C); $N_{\text{УС}}$ – коэффициент шума усилителя-селектора (УС) приемника (УС выполняет функции основного усиления и селекции радиосигнала и в случае супергетеродинного приемника с однократным преобразованием частоты состоит из преселектора, преобразователя частоты и усилителя промежуточной частоты); k_{Φ} – коэффициент передачи по мощности фидера; $\eta_{\Phi} = 1/k_{\Phi} = N_{\Phi}$ – потери радиосигнала в фидере; N_{Φ} – коэффициент шума фидера.

На рисунке 2 используются следующие обозначения: А – приемная антенна; Φ – фидер с коэффициентом передачи по мощности (КПМ) k_{Φ} и коэффициентом шума (КШ) $N_{\Phi} = 1/k_{\Phi}$; УС – усилитель-селектор с КПМ $k_{\text{УС}}$ и КШ $N_{\text{УС}}$; Д – детектор; УНЧ – усилитель низкой частоты; ОУ – оконечное устройство.

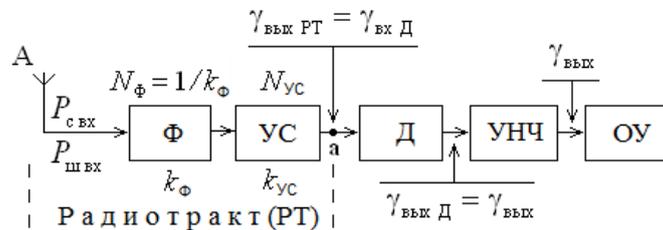


Рис. 2. Структурная схема приемника

На рисунке 3а представлена диаграмма уровней сигнала и шума в характерных точках структурной схемы РТ приемника с использованием (3). Расчет проведен при $N_{\text{внеш}} = 1 = 0$ дБ (отсутствие внешнего шума), $N_{\text{УС}} = 4$ дБ, $\eta_{\Phi} = 1/k_{\Phi} = N_{\Phi} = 1,26 = 1$ дБ, $B_{\text{RF}} = 0,2 \cdot 10^6$ Гц, $U_{c_вых_РТ} = 1$ В, $R_{н_РТ} = 50$ Ом, $\gamma_{\text{вых_РТ}} = \gamma_{\text{вых_УС}} = 10 = 10$ дБ следующим образом:

$$\begin{aligned} \check{P}_{c_вх_0} &= \gamma_{\text{вых_РТ}} N_0 B_{\text{ш_RF}} [(N_{\text{внеш}} - 2) + \eta_{\Phi} N_{\text{УС}}] = 10 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 0,2 \times \\ &\times 10^6 [(1 - 2) + 1,26 \cdot 2,5] = 1,72 \cdot 10^{-14} \text{ Вт} \approx -138 \text{ дБВт}, \end{aligned}$$

$$P_{c_вых_РТ} = \frac{U_{c_вых_РТ}^2}{R_{н_РТ}} = \frac{(1 \text{ В})^2}{50} \text{ Ом} = 0,02 \text{ Вт} \approx -17 \text{ дБВт},$$

$$P_{\text{ш_вых_РТ}} = P_{c_вых_РТ} - \gamma_{\text{вых_РТ}} = -17 \text{ дБВт} - 10 \text{ дБ} = -27 \text{ дБВт}, \quad (4)$$

$$k_{\text{УС}} = P_{c_вых_РТ} - P_{c_вх_0} - k_{\Phi} = -17 \text{ дБВт} - (-138 \text{ дБВт}) - (-1 \text{ дБ}) = 122 \text{ дБ},$$

$$\gamma_{\text{вх_УС}} = \gamma_{\text{вых_РТ}} + N_{\text{УС}} = 10 \text{ дБ} + 4 \text{ дБ} = 14 \text{ дБ},$$

$$\gamma_{\text{вх_Ф}} = \gamma_{\text{вх_УС}} + N_{\Phi} = 14 \text{ дБ} + 1 \text{ дБ} = 15 \text{ дБ},$$

$$\check{P}_{\text{ш_вх}} = P_{\text{ш_вых_РТ}} - k_{\text{УС}} - N_{\text{УС}} = -27 \text{ дБВт} - 122 \text{ дБ} - 4 \text{ дБ} = -153 \text{ дБВт}.$$

Заметим, что в проведенных расчетах значение $\check{P}_{\text{ш_вх}} = -153$ дБВт определено, исходя из рассчитанного по формуле (2) значения реальной чувствительности приемника $\check{P}_{c_вх_0} = -138$ дБВт.

Однако очевидно, что при отсутствии внешнего шума на вход фидера приемника поступает мощность шума сопротивления настроенной и согласованной антенны:

$$P_{\text{ш_вх}} = P_{\text{ш_0}} = k T_0 B_{\text{ш_RF}} = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 0,2 \cdot 10^6 \approx -151 \text{ дБВт}. \quad (5)$$

При этом уровни сигнала и шума на входе фидера, а также коэффициент передачи по мощности УС должны иметь значения, указанные на рисунке 3б: $P_{c_вх_0} = -136$ дБВт; $P_{ш_вх} = -151$ дБВт; $k_{УС} = 120$ дБ.

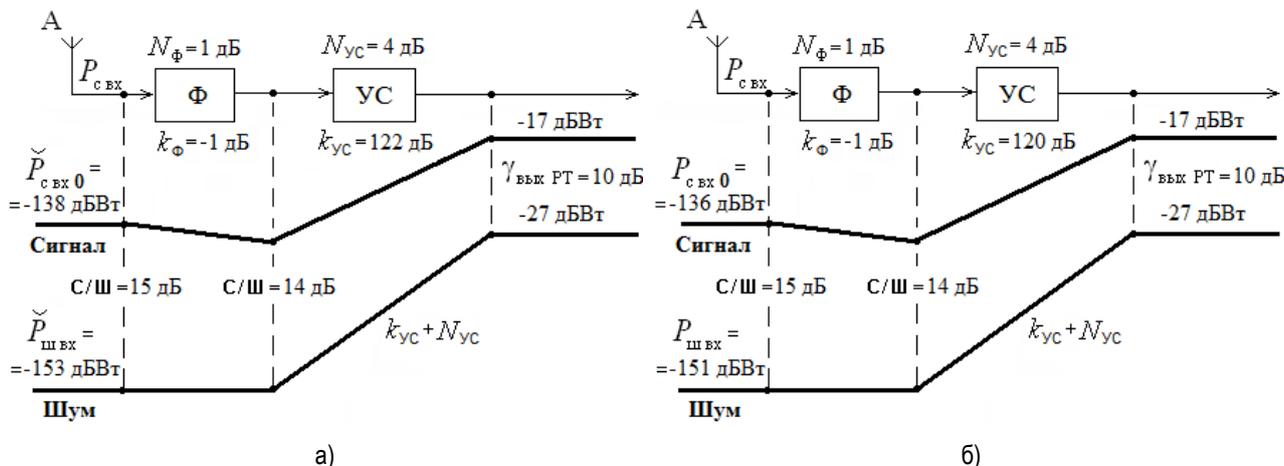


Рис. 3. Диаграммы уровней сигнала и шума для РТ приемника в отсутствии внешних шумов:

- а) при расчете чувствительности приемника $\check{P}_{c_вх_0} = -138$ дБВт по формуле (3);
- б) при уровне шума $P_{ш_вх} = -151$ дБВт от настроенной и согласованной антенны

Отличие значения $\check{P}_{c_вх_0} = -138$ дБВт (см. рисунок 3а) от значения $P_{c_вх_0} = -136$ дБВт (см. рисунок 3б) позволяет сделать вывод о том, что выражению (3) присуща систематическая ошибка. При вышеприведенных параметрах блоков РТ приемника ошибка в оценке чувствительности составляет приблизительно 2 дБ (1,6 раза по мощности). Это является следствием того, что в [3] при выводе (3) не учтен шум сопротивления настроенной и согласованной антенны, а также неверно представлена мощность внешнего шума с использованием параметра $N_{внеш}$. Целесообразно поэтому провести более корректный вывод формулы для оценки реальной чувствительности приемника с использованием коэффициентов внешних и внутренних шумов.

Вывод новой формулы для оценки чувствительности приемника с использованием коэффициентов внешних и внутренних шумов

При выводе формулы для оценки чувствительности приемника с использованием результирующего коэффициента внешнего шума, не имеющей систематической ошибки, необходимо найти мощность полезного сигнала и мощность шума на выходе РТ приемника (в точке «а», см. рисунок 2).

Мощность сигнала на выходе РТ, соответствующая реальной чувствительности приемника $P_{c_вых_0}$, вычисляется по выражению:

$$P_{c_вых_РТ} = k_{\Phi} k_{УС} P_{c_вх_0} \quad (6)$$

Для нахождения мощности внутреннего (собственного) шума на выходе РТ выразим коэффициент шума РТ ($N_{РТ}$) через параметры последовательно включенных и согласованных по входу и выходу Ф и УС (см. рисунок 2) с использованием формулы Фрииса [4]:

$$N_{РТ} = N_{\Phi} + \frac{(N_{УС} - 1)}{k_{\Phi}} = \eta_{\Phi} N_{УС} \quad (7)$$

Мощность внутреннего шума на выходе РТ при настроенной и согласованной антенне:

$$P_{ш_вых_РТ_внут} = k_{\Phi} k_{УС} P_{ш_0} N_{РТ} = k_{\Phi} k_{УС} B_{ш_RF} (N_0 N_{РТ}) = k_{\Phi} k_{УС} B_{ш_RF} (N_0 \eta_{\Phi} N_{УС}) \quad (8)$$

Рассматривая произведение $(N_0 N_{PT})$ в (8), можно сделать вывод о том, что коэффициент шума РТ (N_{PT}) показывает во сколько раз спектральная плотность мощности шума на входе РТ в полосе 1 Гц за счет внутреннего шума больше уровня $N_0 = k T_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц.

Поскольку отношение сигнал / шум на выходе РТ приемника можно определить как:

$$\gamma_{\text{ВЫХ_РТ}} = \frac{P_{\text{С_ВЫХ_РТ}}}{P_{\text{Ш_ВЫХ_РТ}}}, \quad (9)$$

то при $P_{\text{Ш_ВЫХ_РТ}} = P_{\text{Ш_ВЫХ_РТ_ВНУТ}}$ с учетом (6) и (9) реальная чувствительность приемника с настроенной и согласованной антенной с учетом только внутреннего шума вычисляется по выражению:

$$P_{\text{С_ВХ_0}} = \gamma_{\text{ВЫХ_РТ}} B_{\text{Ш_RF}} N_0 \eta_{\Phi} N_{\text{УС}} = \gamma_{\text{ВЫХ_РТ}} P_{\text{Ш_0}} \eta_{\Phi} N_{\text{УС}}. \quad (10)$$

Если антенной принимается внешний шум, который не коррелирован с внутренним шумом РТ, то их результирующее воздействие на входе приемника характеризуется эквивалентным коэффициентом шума:

$$N_{\text{ЭКВ}} = N_{\text{ВНЕШ}} N_{\text{РТ}} \quad (\text{или в «децибелах»: } \hat{N}_{\text{ЭКВ}} = \hat{N}_{\text{ВНЕШ}} + \hat{N}_{\text{РТ}}). \quad (11)$$

В этом случае $N_{\text{ЭКВ}}$ показывает, во сколько раз спектральная плотность мощности шума на входе РТ в полосе 1 Гц за счет внешнего и внутреннего шума больше уровня:

$$N_0 = k T_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Вт/Гц.}$$

Тогда реальная чувствительность приемника с настроенной и согласованной антенной с учетом внешнего и внутреннего шума определяется по выражению:

$$\begin{aligned} P_{\text{С_ВХ_0}} &= \gamma_{\text{ВЫХ_РТ}} B_{\text{Ш_RF}} (N_0 N_{\text{ЭКВ}}) = \gamma_{\text{ВЫХ_РТ}} B_{\text{Ш_RF}} (N_0 N_{\text{ВНЕШ}} \eta_{\Phi} N_{\text{УС}}) = \\ &= \gamma_{\text{ВЫХ_РТ}} P_{\text{Ш_0}} N_{\text{ВНЕШ}} \eta_{\Phi} N_{\text{УС}}. \end{aligned} \quad (12)$$

Расчет значения $P_{\text{С_ВХ_0}}$ по формуле (12) при отсутствии внешнего шума ($N_{\text{ВНЕШ}} = 1 = 0$ дБ) соответствует значению $P_{\text{С_ВХ_0}}$, указанному на рисунке 4:

$$\begin{aligned} P_{\text{С_ВХ_0}} &= \gamma_{\text{ВЫХ_РТ}} P_{\text{Ш_0}} N_{\text{ВНЕШ}} \eta_{\Phi} N_{\text{УС}} = \\ &= 10 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 0,2 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 1,26 \cdot 2,5 = 2,52 \cdot 10^{-14} \text{ Вт} \approx -136 \text{ дБВт}. \end{aligned} \quad (13)$$

На основе (12) нетрудно получить аналитическое выражение для расчета систематической ошибки (δ) при оценке реальной чувствительности приемника по формуле (3):

$$\delta = \frac{P_{\text{С_ВХ_0}}}{\bar{P}_{\text{С_ВХ_0}}} = \frac{N_{\text{ВНЕШ}} \eta_{\Phi} N_{\text{УС}}}{(N_{\text{ВНЕШ}} - 2) + \eta_{\Phi} N_{\text{УС}}}. \quad (14)$$

В таблицу 1, при вышеприведенных параметрах блоков РТ приемника и разных значениях $N_{\text{ВНЕШ}}$, сведены значения $\bar{P}_{\text{С_ВХ_0}}$ и $P_{\text{С_ВХ_0}}$, рассчитанные по (3) и (12), а также значения δ , вычисленные по (14). На рисунке 4 изображена зависимость δ от $N_{\text{ВНЕШ}}$.

Расчет реальной чувствительности приемника можно проводить с использованием температур внешних шумов T_i (см. рисунок 1), для чего необходимо (12) с учетом (1) привести к следующему виду:

$$P_{\text{С_ВХ_0}} = \gamma_{\text{ВЫХ_РТ}} P_{\text{Ш_0}} N_{\text{ВНЕШ}} \eta_{\Phi} N_{\text{УС}} = \gamma_{\text{ВЫХ_РТ}} P_{\text{Ш_0}} (1 + \sum T_i/T_0) \eta_{\Phi} N_{\text{УС}}. \quad (15)$$

Таблица 1. Взаимосвязь значений: коэффициента внешнего шума; реальной чувствительности приемника, рассчитанной по (3) и (12); систематической ошибки

$N_{\text{внеш}}, \text{дБ}$	$\bar{P}_{\text{с.вх.0}}, \text{дБВт}$	$P_{\text{с.вх.0}}, \text{дБВт}$	$\delta, \text{дБ}$
1 = 0	-138	-136 дБВт	2
2 =	-136	-133 дБВт	3
4 = 6	-133,8	-130 дБВт	3,8
10 = 10	-130,5	-126 дБВт	4,5
100 = 20	-120,9	-116 дБВт	4,9
10000 = 30	-111	-106 дБВт	5

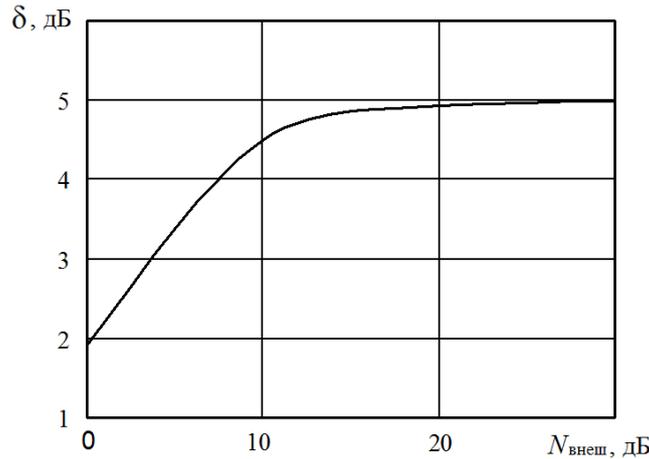


Рис. 4. Зависимость ошибки δ от результирующего коэффициента внешнего шума $N_{\text{внеш}}$

По аналогии с вышеприведенными рассуждениям нетрудно получить выражения для определения реальной чувствительности приемника со структурной схемой, изображенной на рисунке 5 (ПФ – фидер с КПМ ($k_{\text{ПФ}}$) и КШ ($N_{\text{ПФ}} = 1/k_{\text{ПФ}}$); МШУ – малошумящий усилитель с КПМ ($k_{\text{МШУ}}$) и КШ ($N_{\text{МШУ}}$):

$$P_{\text{с.вх.0}} = \gamma_{\text{вых.РТ}} P_{\text{ш.0}} \left\{ N_{\text{внеш}} \eta_{\text{ПФ}} \left[N_{\text{МШУ}} + \frac{(\eta_{\text{Ф}} N_{\text{УС}} - 1)}{k_{\text{МШУ}}} \right] \right\}, \quad (16)$$

$$P_{\text{с.вх.0}} = \gamma_{\text{вых.РТ}} P_{\text{ш.0}} \left\{ (1 + \sum T_i/T_0) \eta_{\text{ПФ}} \left[N_{\text{МШУ}} + \frac{(\eta_{\text{Ф}} N_{\text{УС}} - 1)}{k_{\text{МШУ}}} \right] \right\}, \quad (17)$$

где $\eta_{\text{ПФ}} = 1/k_{\text{ПФ}}$ – потери радиосигнала в полосовом фильтре с коэффициентом передачи по мощности $k_{\text{ПФ}}$.

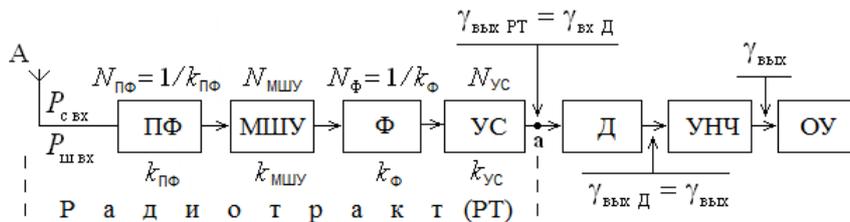


Рис. 5. Структурная схема приемника

Заметим, что (16) приводится к виду (12) при $\eta_{\text{ПФ}} = 1$, $N_{\text{МШУ}} = 1$, $k_{\text{МШУ}} = 1$, что соответствует отсутствию в структуре приемника ПФ и МШУ.

Выводы и дальнейшие перспективы исследования

1. Предложена двухэтапная методика и получена новая формула (16) для оценки реальной чувствительности радиоприемника. На первом этапе для конкретной частоты приема в диапазоне (1...1000) МГц с использованием коэффициентов внешних шумов, изображенных на рисунке 1, по выражению (1) рассчитывается результирующий коэффициент внешних шумов $N_{\text{внеш}}$, учитывающий в совокупности атмосферный, промышленный, галактический и тепловой шум Земли. На втором этапе оценивается реальная чувствительность радиоприемника по формуле (16), в которую входит коэффициент $N_{\text{внеш}}$, а также шумовые и передаточные параметры блоков приемника.

2. Использование новой формулы (16), полученной в результате схемотехнического анализа условий приема с использованием диаграмм уровней сигнала и шума для типовой структуры радиотракта приемника, вместо формулы (3), предложенной в [3], позволяет при оценке реальной чувствительности радиоприемника устранить систематическую ошибку δ , значения которой лежат в пределах от 2 до 5 дБ при значениях результирующего коэффициента внешнего шума от 0 до 40 дБ и более.

3. Зависимость ошибки δ от $N_{\text{внеш}}$ имеет нелинейный характер и приближительное значение 5 дБ при $N_{\text{внеш}} \geq 20$ дБ (см. рисунок 4).

4. Предложенная методика оценки чувствительности радиоприемника в диапазоне (1...1000) МГц с использованием результирующего коэффициента внешнего шума проще и нагляднее, чем методика с использованием напряженностей поля внешних шумов с размерностью (дБ мкВ)/ $(\text{м} \sqrt{\text{кГц}})$ [5, 6].

В заключение целесообразно отметить, что дальнейшим перспективным исследованием является формирование зависимостей (или банка данных), характеризующих коэффициенты внешнего шума для радиочастот выше 1 ГГц, что даст возможность использования формулы (16) для этих радиочастот. Формирование таких зависимостей возможно на основе данных о шумовой температуре антенны приемника в диапазоне (1–300) ГГц, приведенных, например, в [5–9].

Литература

1. Ред Э. Т. Схемотехника радиоприемников. М.: Мир, 1989. 152 с.
2. Ред Э. Т. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. М.: Мир, 1990. 256 с.
3. Мелихов С. В., Кологривов В. А. Оценка чувствительности радиоприемников с настроенными антеннами // Доклады ТУСУРа (Томск). 2006. № 6 (14). С. 63–67. EDN: KUBZPX
4. Соковишен М. Основы измерения коэффициента шума в радиочастотном и микроволновом диапазонах // Современная электроника. 2015. № 5. С. 66–69.
5. Калихман С. Г., Левин Я. М. Радиоприёмники на полупроводниковых приборах. Теория и расчёт. М.: Связь, 1979. 352 с.
6. Пушкарев В. П. Радиоприемные устройства. Саратов: Ай Пи Ар Медиа, 2019. 226 с.
7. Крохин В. В. Элементы радиоприемных устройств сверхвысоких частот. М.: Сов. радио, 1964. 694 с.
8. Радиоприемные устройства / Под ред. Н. В. Боброва. М.: Сов. радио, 1971. 496 с.
9. Радиоприемные устройства / Под общей ред. В. И. Сифорова. М.: Сов. радио, 1974. 560 с.

Статья поступила 09 декабря 2024 г.

Одобрена после рецензирования 23 декабря 2024 г.

Принята к публикации 24 декабря 2024 г.

Информация об авторе

Мелихов Сергей Всеволодович — доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиотехнических систем Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. E-mail: mrc@main.tusur.ru

Radio Receiver Sensitivity Assessment Using External and Internal Noise Coefficients

S. Melikhov

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics,
Tomsk, 634034, Russian Federation

The purpose: development of a methodology and derivation of a formula for estimating the real sensitivity of a radio receiver using external and internal noise coefficients.

Research methods: circuit analysis of reception conditions using diagrams of signal and noise levels for a typical receiver radio path structure.

Results: a methodology was developed and a new formula was obtained for estimating the real sensitivity of a radio receiver, taking into account the internal noise of the radio path of the receiver and a combination of external noise of various types - atmospheric noise, industrial noise, galactic noise, thermal noise of the Earth.

The novelty: the use of the obtained formula, in contrast to the known one, allows, when calculating the sensitivity of a radio receiver, to eliminate a systematic error, the values of which lie in the range from 2 to 5 dB for values of the resulting external noise coefficient from 0 to 40 dB or more.

Practical / theoretical significance: the results of the work may be useful for developers of receiving paths of various radio systems.

Key words: radio receiver, radio path, bandpass filter, feeder, low-noise amplifier, selector amplifier, external noise factor, internal noise factor, Friis formula, real sensitivity of the radio receiver

Information about Authors

Melikhov Sergey – holder of an Advanced Doctorate in Engineering Sciences, Professor, Professor at the Department of Radio Engineering systems (Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics). E-mail: mrc@main.tusur.ru

ДАТА ВЫХОДА В СВЕТ 24.12.2024

Ответственный редактор **Татарникова И.М.**

Выпускающий редактор **Берзина Е.В.**

Выпускающий редактор **Яшугин Д.Н.**

Дизайн: **Коровин В.М.**

Изображение на обложке с сайта <http://www.freepik.com>