



Лавренюк Илья

**Алгоритмы с обратной связью по решению для приема спектрально-эф-
фективных сигналов при скоростях передачи данных выше
барьера Найквиста**

2.2.13. Радиотехника, в том числе
системы и устройства телевидения

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Санкт Петербург

2023

Работа выполнена в федеральном государственном автономном образовательном учреждении высшего образования «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого».

Научный руководитель: Макаров Сергей Борисович, доктор технических наук, профессор

Официальные оппоненты: доктор технических наук, профессор Сикарев Игорь Александрович, кафедра «Информационных технологий и систем безопасности» федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Российский государственный гидрометеорологический университет», г. Санкт-Петербург

кандидат технических наук Маслаков Михаил Леонидович, ведущий научный сотрудник научно-технического отдела систем радиосвязи и передачи данных Акционерного общества «Российский институт мощного радиостроения», г. Санкт-Петербург

Ведущая организация: Акционерное общество «Научно-исследовательский институт телевидения», г. Санкт-Петербург

Защита состоится «19» сентября 2023 года в 14:00 часа на заседании диссертационного совета У.2.2.13.31 на базе Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого (СПбПУ) по адресу: 195251, Санкт-Петербург, улица Политехническая, д. 29, второй учебный корпус, аудитория 347.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого» и на сайте университета www.spbstu.ru.

Отзывы об автореферате в двух экземплярах, заверенные печатью, просим направлять по адресу: 195251, Санкт-Петербург, улица Политехническая, д. 29.

Автореферат разослан «__» июня 2023 года.

Ученый секретарь
диссертационного совета У.2.2.13.31
д. т. н., профессор



Коротков А. С.

Общая характеристика работы

Актуальность. Одним из важных направлений развития современных беспроводных систем связи является увеличение удельной скорости передачи данных в отведенной полосе частот, что может достигаться, в частности, путем применения одночастотных спектрально-эффективных сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией (МСИ). При этом скорость передачи символов сообщения выбирается выше величины, определяемой т.н. «барьером Найквиста» для заданного канала связи (режим *Faster-Than-Nyquist, FTN*). Подобные сигналы могут использоваться в спутниковых системах (например, DVB-S), в мобильной сотовой связи стандартов 5G и 6G и т.д. Так, в системах 5G и 6G предполагается направленное излучение с применением технологии massive-MIMO и использование области радиочастот порядка десятков гигагерц, что требует увеличения плотности расстановки базовых станций, когда в условиях прямой видимости потребность использования многочастотных сигналов уменьшается. Межсимвольную интерференцию, возникающую при формировании таких сигналов, необходимо учитывать при выборе и реализации алгоритмов приёма. Как известно, оптимальный алгоритм приёма «в целом» обеспечивает минимальную вероятность ошибки, однако вычислительная сложность этого алгоритма оказывается неприемлемой с точки зрения практического использования.

Формирование сигналов с управляемой МСИ можно рассматривать как модуляцию с памятью, а последовательность сигналов может быть описана в виде решётчатой структуры. К алгоритмам приёма, учитывающим такую структуру, можно отнести, например, приём с использованием алгоритма Витерби, М-алгоритма, алгоритма ВСJR. Оценка применимости данных алгоритмов показывает, что несмотря на гораздо меньшую вычислительную сложность таких алгоритмов по сравнению с приёмом «в целом», их практическое применение всё еще оказывается ограниченным из-за высокой сложности их реализации и является оправданным лишь для случаев очень высокого уровня МСИ (J. V. Anderson, F. Rusek, A. Prlja). Поэтому фокус исследований сместился в направлении поиска иных вычислительно-простых и энергетически эффективных алгоритмов, к которым можно отнести нелинейные алгоритмы поэтапного приёма с обратной связью по решению (ОСР). Теория и практика построения таких алгоритмов рассматривались в работах Кловского Д.Д., Цикина И.А., Макарова С.Б., Николаева Б.И., Monsen P., Belfiore C., S.Sugiura, E. Bedeer, H. Yanikomeroğlu и др. При этом значительная часть полученных результатов связана с особенностями использования алгоритмов с ОСР применительно к системам коротковолновой связи (Кловский Д.Д., Мишин Д.В., Хабаров Е.О., Карташевский В.Г., Николаев Б.И. и др.). В таком случае уровень МСИ, возникающей в канале связи из-за эффекта многолучевого распространения, оказывается невелик (1-3 символьных интервала).

В то же время в указанных выше применениях одночастотных спектрально-эффективных сигналов с управляемой МСИ, длительность которых может составлять 8-16 и более символьных интервалов, возникает необходимость существенного увеличения глубины обратной связи, что, в свою очередь, влечет за собой как рост вычислительной сложности, так и снижение энергетической эффективности. Следует заметить, что в известных работах, посвященных приёму с ОСР, рассматриваются алгоритмы, оптимальные по критерию максимального правдоподобия (МП), в которых производится усреднение функций правдоподобия, соответствующих рассматриваемым сложным гипотезам, по всем (на интервале анализа) последующим сигналам в принимаемой последовательности. В то же время для учета влияния последующих передаваемых сигналов более эффективным может оказаться использование обобщенного алгоритма максимального правдоподобия (ОМП). Наконец, учёт последующих сигналов можно осуществлять путём их непосредственной оценки тем или иным образом за счет, например, использования параллельно работающих алгоритмов приема, в том числе не использующих ОСР.

Таким образом, актуальными являются синтез и исследование новых алгоритмов приема сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией, которые, в отличие от известных методов приёма с ОСР, учитывают наличие последующих сигналов методами, отличными от

прямого усреднения в соответствии с методом МП. При этом важным является обеспечить компромисс между энергетической эффективностью и вычислительной сложностью. Актуальной является также задача разработки имитационной модели, позволяющей численно оценить достоверность приёма при использовании новых алгоритмов для приёма спектрально-эффективных сигналов большой длительности. Кроме того, для экспериментальной проверки эффективности применения новых алгоритмов актуальной становится разработка экспериментального стенда с использованием современной программируемой элементной базы. Подобный стенд позволит оценить не только эффективность новых алгоритмов при работе в реальном масштабе времени, но и влияние неточностей систем тактовой и фазовой синхронизации, влияние характеристик реальных каналов передачи, включая радиотехнические цепи передатчика и приемника, влияние задержек при программной реализации алгоритмов и пр. Для этих целей удобным оказывается использование технологии программно-определяемых радиосистем SDR (англ. – software defined radio), которая используется в том числе для построения архитектуры базовых станций систем мобильной сотовой связи и в системах цифрового телевидения.

Объектом исследования являются алгоритмы когерентного и некогерентного приема с обратной связью по решению в канале с АБГШ, которые используются для приема одночастотных спектрально-эффективных сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией.

Предметом исследования в работе является вероятность ошибочного приёма (помехоустойчивость) одночастотных спектрально-эффективных сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией, при использовании алгоритмов приема с обратной связью по решению с учетом их вычислительной сложности.

Целью работы является повышение помехоустойчивости приема одночастотных спектрально-эффективных сигналов при скорости передачи, превышающей барьер Найквиста, на основе разработки новых алгоритмов с обратной связью по решению для когерентной и некогерентной обработки входных сигналов.

Для достижения данной цели в работе поставлены **следующие задачи**:

1. Разработать новые алгоритмы с обратной связью по решению, в которых осуществляется учет последующих сигналов в последовательности для когерентного и некогерентного приёма, оценить их вычислительную сложность.
2. Разработать имитационную модель системы передачи данных с аддитивным белым шумом при использовании спектрально-эффективных сигналов с управляемой МСИ и новых алгоритмов с обратной связью по решению для когерентного и некогерентного приема.
3. Для предложенных алгоритмов приема определить зависимости вероятности ошибок от отношения сигнал/шум при различной глубине МСИ и найти области значений отношений сигнал/шум, в которых эффективность этих алгоритмов превосходит известные.
4. Провести сравнение разработанных алгоритмов приёма с обратной связью по решению с учетом энергетической эффективности и вычислительных затрат.
5. Разработать экспериментальный стенд и провести экспериментальные исследования передачи и приема спектрально-эффективных сигналов с управляемой МСИ при использовании новых алгоритмов приема с обратной связью по решению.

Методы исследований. При решении поставленных задач использовался аппарат статистической теории радиосистем, теории сигналов, функционального анализа, теории вероятности и математической статистики, теории построения цифровых устройств. Имитационное моделирование выполнено с использованием пакета MATLAB. Экспериментальные исследования выполнены на SDR платформах NI USRP.

Научная новизна результатов диссертационной работы.

1. Произведен синтез новых алгоритмов поэлементного приема с обратной связью по решению, в которых, в отличие от известных алгоритмов с ОСР, производится учет последующих сигналов путём использования метода, построенного на обобщенном критерии МП,

либо с использованием оценок последующих символов, в том числе полученных без применения ОСР.

2. Для полученных алгоритмов приема спектрально-эффективных сигналов с управляемой МСИ определены области эффективного использования указанных алгоритмов, в которых влияние на достоверность приема эффекта группирования ошибочных решений оказывается незначительным.
3. Проведен сравнительный анализ полученных алгоритмов приема и определены области эффективного использования алгоритмов при различной глубине МСИ, с учетом их вычислительной сложности.
4. Произведена оценка энергетического выигрыша разработанных алгоритмов приема с ОСР при использовании спектрально-эффективных сигналов, передаваемых со скоростью выше барьера Найквиста, в сравнении с известными алгоритмами приёма с ОСР как при когерентной, так и при некогерентной обработке.

Положения, выносимые на защиту.

1. При использовании разработанных алгоритмов с ОСР и оптимизации интервала анализа имеет место энергетический выигрыш по отношению к известным алгоритмам с ОСР, достигающий величин 4 дБ для алгоритма, основанного на ОМП, и 2 дБ для алгоритма с оценкой последующих символов в представляющей практический интерес области значений вероятности битовой ошибки $10^{-3} \dots 10^{-5}$.
2. Использование разработанных алгоритмов поэлементного приёма с ОСР и оценкой последующих символов требует в 10^3 раз меньшего числа операций умножения и сложения в сравнении с алгоритмом, основанном на ОМП.
3. Оптимизация величины интервала анализа при реализации разработанных алгоритмов с ОСР обеспечивает энергетический выигрыш вплоть до значения 4 дБ в сравнении с случаем использования интервала анализа, равного длительности сигнала в представляющей практический интерес области значений вероятности битовой ошибки $10^{-3} \dots 10^{-5}$.

Практическая ценность новых научных результатов заключается в том, что предложены новые алгоритмы и соответствующие им структурные схемы когерентного приема (4 алгоритма) и некогерентного (2 алгоритма) приема, позволяющие повысить помехоустойчивость приема спектрально-эффективных сигналов с управляемой МСИ, при том, что их вычислительная сложность незначительно превышает сложность известных алгоритмов с ОСР. На основе SDR платформы реализован экспериментальный стенд, позволяющий проводить анализ различных алгоритмов когерентной и некогерентной обработки радиосигналов с ОСР.

Результаты работы реализованы в рамках гранта РФФИ № 20-37-90007 «Повышение достоверности приема «в целом» последовательностей спектрально-эффективных сигналов путем использования итеративных алгоритмов и нелинейных алгоритмов с обратной связью», гранта РНФ № 21-71-10007 «Цифровой синтез оптимальных сигналов на основе собственных функций ограниченных по полосе ядер для повышения пропускной способности каналов передачи данных к границам Шеннона».

Внедрение результатов диссертации. Имеется акт о внедрении результатов исследования, полученный от компании АО «МАРТ». Результаты использованы при разработке средств радиосвязи с режимом передачи данных, а именно:

1. Алгоритмы приема с обратной связью по решению при когерентной обработке пакетов сообщений в цифровых демодуляторах на SDR платформе
2. Алгоритмы цифровой некогерентной обработки пакетов сигналов с дифференциальной фазовой модуляцией без использования системы фазовой автоподстройки частоты

Результаты внедрены в процессе выполнения работ по повышению помехозащищенности серии «Кипарис» РК10Р, использующих пакетный режим при передаче данных.

Апробация работы. Основные положения работы обсуждены на международных и всероссийских научно-практических конференциях (4 доклада):

- Международная конференция «International Conference on Next Generation Wired/Wireless Networking, NEW2AN», 2019 г., 2021 г.;
- Международная конференция «IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics, EExPolytech», 2021 г.;
- Международная конференция «International Youth Conference on Electronics, Telecommunications, and Information Technologies, YETI», 2021 г.;

Публикации и личный вклад автора. По теме диссертационного исследования опубликовано 7 работ, в том числе 3 статьи в изданиях, рекомендованных ВАК РФ; 4 статей в изданиях, входящих в базы данных Scopus и Web of Science.

Пути дальнейшей реализации. Научные и практические результаты, полученные в ходе выполнения исследований в дальнейшем могут быть использованы при создании перспективных систем связи и телекоммуникаций, систем цифрового телевидения и радиовещания стандартов DVB-S2 второго поколения цифрового спутникового вещания (Digital Video Broadcasting Satellite Second Generation) и DVB-T2 второго поколения цифрового наземного эфирного вещания (Digital Video Broadcasting Terrestrial Second Generation).

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, шести глав, заключения, где имеется список опубликованных работ, и цитируемой литературы. Общий объем диссертационной работы вместе с приложениями составляет 148 страниц, в том числе 131 страницаоборот основного текста, 37 рисунков, 13 таблиц, список используемой литературы из 109 наименований.

Краткое содержание работы

Во **введении** обоснован выбор направления исследований, показана актуальность решаемых в диссертации задач, сформулированы цели и задачи исследований, отмечена научная новизна и практическая значимость полученных результатов, представлены положения, выносимые на защиту.

В **первой главе** приведён обзор и анализ применения последовательностей спектрально-эффективных сигналов с управляемой МСИ. Длительность таких сигналов превосходит интервал передачи T одиночного символа и обеспечивает передачу со скоростью, превышающей барьер Найквиста. Такие последовательности сигналов можно формировать с использованием фильтра с нормированной частотной характеристикой вида корень квадратный из приподнятого косинуса (RRC) с коэффициентом β скругления амплитудно-частотной характеристики фильтра (АЧХ).

Последовательность из N спектрально-эффективных сигналов, передаваемых на частоте f_0 , обеспечивающих передачу со скоростью выше барьера Найквиста, можно представить следующим способом:

$$y(t) = A_0 \sum_{n=0}^{N-1} a(t - \xi nT) d_r^{(n)} \cos(2\pi f_0 t), \quad (1)$$

A_0 – максимальное значение амплитуды,

где $a(t)$ – амплитудный импульс,

$d_r^{(n)}$ – n -ый символ канального алфавита, $r = 1 \dots M$,

ξ – параметр, определяющий символьную скорость передачи данных, $0 < \xi \leq 1$.

Амплитудный импульс определяет основные спектральные и корреляционные свойства, а также пик-фактор случайной последовательности.

Последовательность сигналов $y(t)$ обеспечивает передачу данных с символьной скоростью $R = 1/\xi T$, $0 < \xi \leq 1$. Здесь T соответствует длительности символьного интервала, при котором для заданного канала связи обеспечивается передача со скоростью $R_0 = 1/T$, эквивалентной передаче на «барьере Найквиста». Тогда для длительности символьного интервала ξT при $\xi < 1$ скорость передачи оказывается выше величины, определяемой т.н. «барьером Найквиста». Амплитудный импульс $a(t)$ имеет длительность T_s , которая может быть равна или выше длительности T ($T_s = LT$).

Представим анализируемый сигнал на входе приемного устройства в следующем виде:

$$x(t) = \mu s_r(t) + \mu y_-(t, i) + \mu y_+(t, q) + n(t) \quad (2)$$

где $n(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ) со спектральной плотностью средней мощности $N_0 / 2$,

μ – коэффициент передачи по каналу связи, который определяется уровнем замираний.

При приеме некоторого k -го по порядку следования сигнала вид двух последовательностей предшествующих $y_-(t, i)$ и последующих $y_+(t, q)$ сигналов зависит от $R = 1/\xi T$ (параметра ξ). Индексы i и q обозначают номера конкретных комбинаций предшествующих I и последующих Q сигналов так, что при использовании двоичного алфавита для $R = 1/T$ имеем $i = 1, 2, \dots, 2^I$ и $q = 1, 2, \dots, 2^Q$.

Задавая значение $T = 1$, можно записать нормализованное значение скорости передачи как $R_n = 1/\xi$ и выбрать в целочисленном виде число предшествующих $I = LR_n - 1$ и последующих $Q = LR_n - 1$ сигналов, попадающих в интервал анализа T_H . Тогда для $k = 0$ запишем выражения для последовательностей предшествующих $y_-(t, i)$ и последующих $y_+(t, q)$ сигналов в следующем виде:

$$\begin{aligned} y_-(t, i) &= \sum_{p=1}^{-(LR_n-1)} s_{ri}^{(p)}(t - p\xi T) = \sum_{p=1}^{-(LR_n-1)} d_{ri}^{(p)} a(t - p\xi T) \cos(2\pi f_0 t), \\ y_+(t, q) &= \sum_{p=1}^{LR_n-1} s_{rq}^{(p)}(t - p\xi T) = \sum_{p=1}^{LR_n-1} d_{rq}^{(p)} a(t - p\xi T) \cos(2\pi f_0 t). \end{aligned} \quad (3)$$

где $d_{ri}^{(p)}$ и $d_{rq}^{(p)}$ – символы канального алфавита предшествующей i и последующей q комбинаций сигналов соответственно; при $Q = I = 1$ и $R = 1/T$ эти символы можно записать как $d_i^{(p)}$ и $d_q^{(p)}$, p – порядковый номер символа в передаваемой последовательности.

В главе проведён анализ известных алгоритмов приёма сигналов с МСИ, в том числе вычислительно-простых алгоритмов с ОСР, приведены оценки числа операций сложения и умножения таких алгоритмов.

Приводится обоснование в необходимости разработки и исследования новых алгоритмов приёма, относящихся к классу алгоритмов с ОСР, и обеспечивающих компромисс между вычислительной сложностью и энергетической эффективностью.

Вторая глава посвящена синтезу и анализу новых алгоритмов когерентного приема с ОСР. Приведен вывод алгоритма с ОСР и максимально достоверной оценкой последующих сигналов. В этом алгоритме учет последующих сигналов осуществляется с использованием метода, построенного на обобщенном критерии МП. Такой алгоритм может быть получен при условии, что функции $y_-(t, i)$ являются известными, а функции $y_+(t, q)$ подвергаются обработке, аналогично той, которую используют при получении оптимального алгоритма в соответствии с ОМП. Представим этот алгоритм в следующей форме:

$$\begin{aligned} &\max_{\{q\}} \exp \left\{ \frac{2\mu}{N_0} \int_0^{LT} x(t) [s_l(t) + y_-(t, i) + y_+(t, q)] dt - \frac{\mu^2}{N_0} \int_0^{LT} [s_l(t) + y_-(t, i) + y_+(t, q)]^2 dt \right\} > \\ &> \max_{\{q\}} \exp \left\{ \frac{2\mu}{N_0} \int_0^{LT} x(t) [s_r(t) + y_-(t, i) + y_+(t, q)] dt - \frac{\mu^2}{N_0} \int_0^{LT} [s_r(t) + y_-(t, i) + y_+(t, q)]^2 dt \right\}. \end{aligned} \quad (4)$$

После преобразований, с учетом (3) указанный алгоритм для случая противоположных сигналов с двоичной фазовой модуляцией может быть представлен через низкочастотные квадратурные составляющие в виде:

$$\begin{aligned}
d_i^{(0)} \int_0^{LT} A_{rc}(t) a(t) dt & \underset{\{q\}}{>} \max \left\{ \int_0^{LT} A_{rc}(t) \sum_{p=1}^{LR_n-1} d_{rq}^{(p)} a(t - p\xi T) dt - \right. \\
& - \mu \int_0^{LT} a(t) \sum_{p=1}^{-(LR_n-1)} \bar{d}_{ri}^{(p)} a(t - p\xi T) dt - \mu \int_0^{LT} a(t) \sum_{p=1}^{LR_n-1} d_{rq}^{(p)} a(t - p\xi T) dt \left. \right\} - \\
& - \max_{\{q\}} \left\{ \int_0^{LT} A_{rc}(t) \sum_{p=1}^{LR_n-1} d_{rq}^{(p)} a(t - p\xi T) dt + \right. \\
& \left. + \mu \int_0^{LT} a(t) \sum_{p=1}^{-(LR_n-1)} \bar{d}_{ri}^{(p)} a(t - p\xi T) dt + \mu \int_0^{LT} a(t) \sum_{p=1}^{LR_n-1} d_{rq}^{(p)} a(t - p\xi T) dt \right\}
\end{aligned} \tag{5}$$

Структурная схема реализации алгоритма (5) приведена на Рисунке 1. Как видно из этого рисунка, структурная схема состоит из двух основных частей: в первой части выполняется классическая корреляционная обработка анализируемого процесса на входе приемного устройства (левая часть алгоритма (5)); во второй части осуществляется вычисление порогового значения, где используются оценки последующих $\bar{d}_{ri}^{(p)}$ символов канального алфавита и корреляционная обработка последующих сигналов на интервале анализа $[0; LT]$ в соответствии с максимально достоверной оценкой последующих символов.

В Таблице 1 приведена вычислительная сложность алгоритма (5). При реализации этого модифицированного алгоритма вычислительная сложность оказывается выше, чем у известного алгоритма с ОСР, поскольку число операций сложения и умножения в (5) увеличивается в $M^{(Q)}$ раз и существенно зависит от числа Q последующих сигналов, попадающих в интервал анализа. По сравнению с приемом «в целом» алгоритм выигрывает по потреблению памяти при своей работе.

Упрощением алгоритма (5) является алгоритм с ОСР с оптимизацией интервала анализа. При этом последующие сигналы рассматриваются как помеха на интервале анализа. В главе произведено исследование алгоритма с ОСР и оптимальным интервалом анализа для различных параметров формирующих импульсов и при разной глубине МСИ. Аналитически такой алгоритм записывается в виде:

$$d_i^{(0)} \int_0^{T_u} A_{rc}(t) a(t) dt \underset{\{q\}}{>} \mu d_i^{(0)} \int_0^{T_u} a(t) \sum_{p=1}^{-P_{\min}} \bar{d}_{ri}^{(p)} a(t - p\xi T) dt. \tag{6}$$

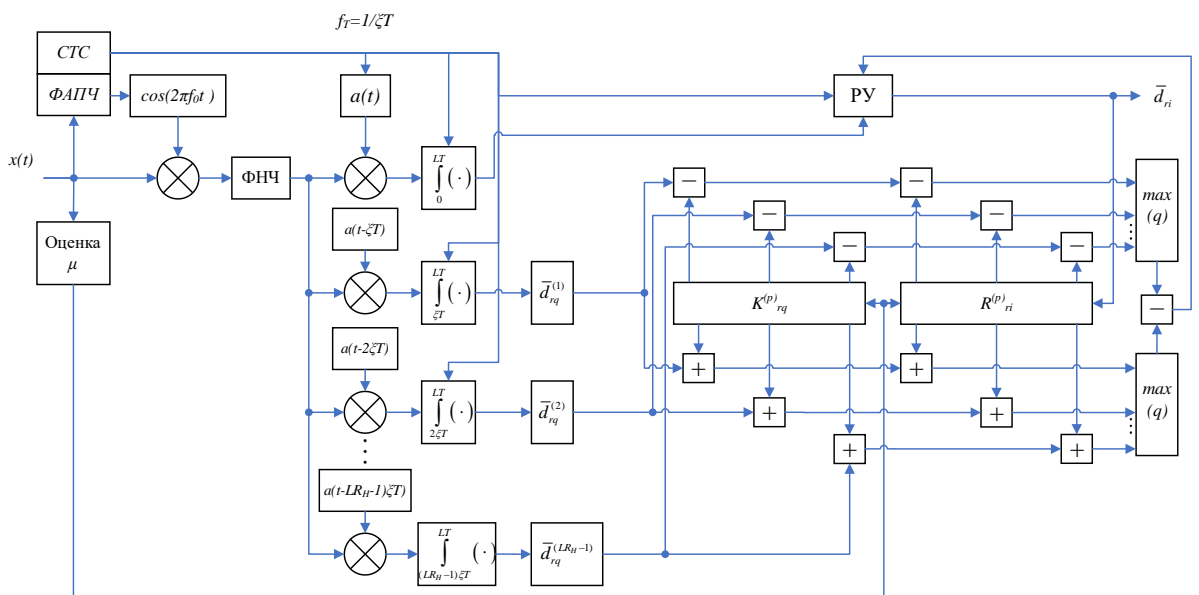


Рисунок 1 – Структурная схема реализации алгоритма (5)

В (6) величина P_{\min} определяется величиной интервала анализа, при которой обеспечивается минимальная величина вероятности ошибок.

Таблица 1 – Оценка вычислительной сложности алгоритма (5)

Алгоритм	Сложений	Умножений	Потребление памяти
С максимально достоверной оценкой последующих сигналов	$M^{(Q)}(4 \cdot M \cdot L \cdot p - 2M + 1)$	$M^{(Q)} 4 \cdot M \cdot L \cdot p$	$M^{(Q+L)}$

Получены алгоритмы с ОСР и *расширенным* интервалом анализа, при котором производится учёт части, либо всех последующих сигналов, которые попадают в интервал анализа. Запись такого алгоритма имеет вид:

$$d_l^{(0)} \int_0^{LT} A_{rc}(t) a(t) dt \underset{<}{>} \mu \int_0^{LT} a(t) \sum_{p=1}^{-(LR_n-1)} \bar{d}_{ri}^{(p)} a(t - p\xi T) dt + \mu \int_0^{LT+\Delta T} a(t) \sum_{p=1}^{(LR_n-1)} \bar{d}_{rq}^{(p)} a(t - p\xi T) dt. \quad (7)$$

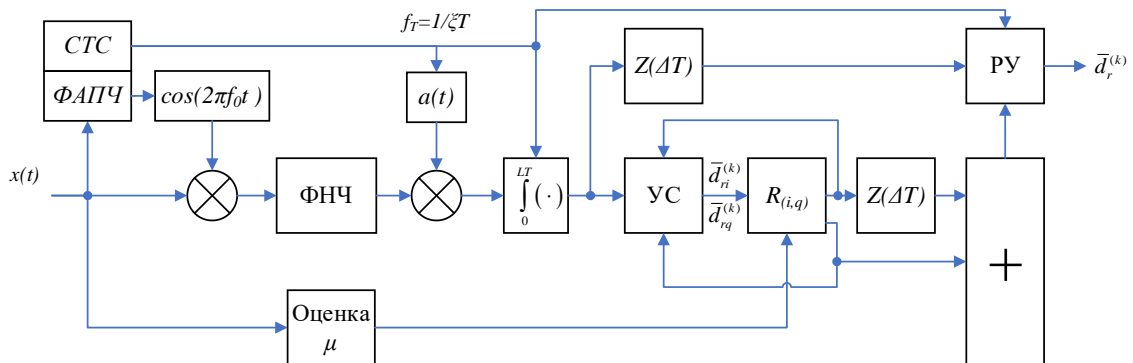


Рисунок 2 – Структурная схема реализации алгоритма приёма с ОСР и расширенным интервалом анализа с корреляционной оценкой последующих символов

Для такого класса алгоритмов показано, что возможно повышение помехоустойчивости приёма в области высоких отношений сигнал/шум за счёт компенсации межсимвольной интерференции, вызванной предыдущими и рядом последующих сигналов.

К таким алгоритмам относятся полученные алгоритм приёма с ОСР и корреляционной оценкой последующих символов (соответствующая структурная схема приведена на Рисунке 2), и алгоритм приёма с расширенной обратной связью по решениям (Рисунок 3).

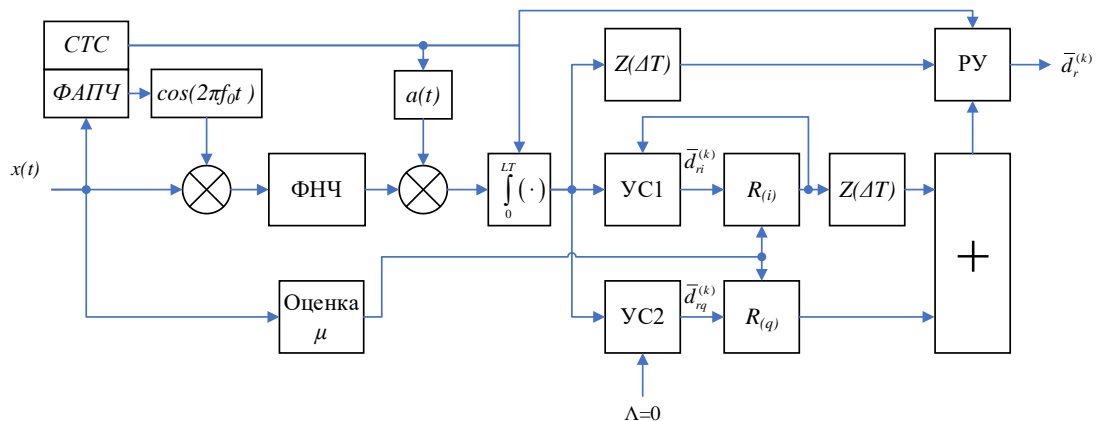


Рисунок 3 – Структурные схемы реализации алгоритма приёма с расширенной обратной связью по решениям

В **третьей главе** получены алгоритмы с ОСР для некогерентного приема спектрально-эффективных сигналов с дифференциальной модуляцией и управляемой МСИ, в том числе и при

скоростях передачи выше барьера Найквиста. Также проведена оценка их вычислительной сложности. Правило принятия решения в случае использования сигналов с дифференциальной модуляцией можно получить в виде:

$$[V_l^{(i)}]^2 - [V_r^{(i)}]^2 > \frac{N_0}{2} (E_l^{(i)} - E_r^{(i)}). \quad (8)$$

В этих выражениях:

$$V_r^{(i,q)} = \left\{ \left[\int_0^{LT} x(t) y_r(t, i, q) dt \right]^2 + \left[\int_0^{LT} x(t) \hat{y}_r(t, i, q) dt \right]^2 \right\}^{1/2}, \quad (9)$$

$$V_r^{(i)} = \left\{ \left[\int_0^{LT} x(t) y_r(t, i) dt \right]^2 + \left[\int_0^{LT} x(t) \hat{y}_r(t, i) dt \right]^2 \right\}^{1/2}.$$

Представляя (8) через низкочастотные квадратурные составляющие, с учетом дифференциальной модуляции, перепишем (8) в форме:

$$d_l^{(0)} \left\{ \int_{t_0}^{T_u} A_{xc}(t) a(t) dt \int_{T+t_0}^{T_u+T} A_{xc}(t) a(t-T) dt + \int_{t_0}^{T_u} A_{xs}(t) a(t) dt \int_{T+t_0}^{T_u+T} A_{xs}(t) a(t-T) dt \right\} >$$

$$> N_0 \int_{t_0}^{T_u+T} a(t) a(t-T) dt +$$

$$+ N_0 \int_{t_0}^{T_u+T} a(t-T) \sum_{p=-2}^{-(L+1)R_n-1} \{ \bar{b}_{ri}^{-(p)} a(t-p\xi T) + \bar{b}_{ri}^{-(p-1)} a(t-(p-1)\xi T) \} dt. \quad (10)$$

Здесь введены оценки вспомогательных символов $\bar{b}_{ri}^{-(p)}$ и $\bar{b}_{ri}^{-(p-1)}$, которые связаны с символом канального алфавита $d_r^{(0)}$ через алгоритм дифференциальной модуляции. На Рисунке 4 приведена структурная схема реализации алгоритма (10). Особенностью этой схемы является ее реализация на основе согласованных фильтров (СФ). Вычислительная сложность (10) практически не отличается от сложности алгоритмов когерентного приема, так как левые части алгоритмов приема (10) и (7) практически совпадают.

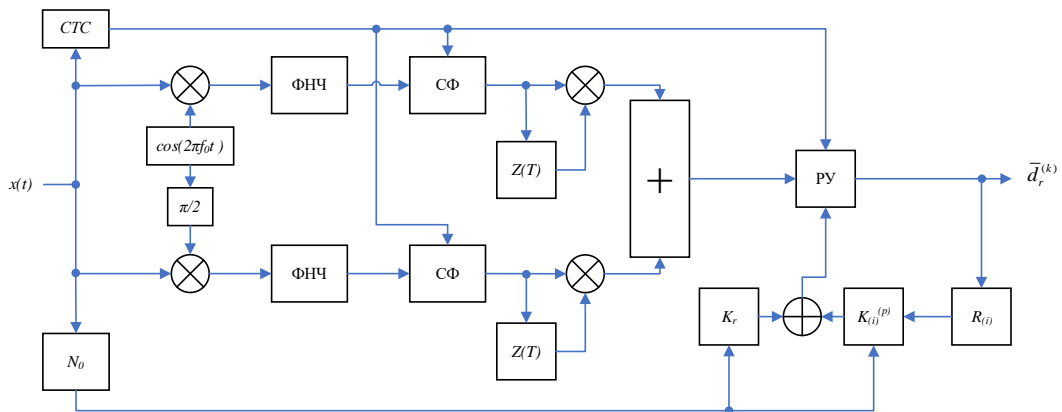


Рисунок 4 – Обобщенная структурная схема устройства некогерентного приема с ОСР и с выбором интервала анализа

При расширении интервала анализа можно получить другой алгоритм некогерентного приема с ОСР. В этом алгоритме приема используется одна петля обратной связи для вычисления значений коэффициентов взаимной корреляции $a(t)$ для предыдущих и для последующих сигналов, попадающих в интервал анализа. При этом получающиеся оценки предыдущих и последующих символов канального алфавита должны быть сдвинуты между собой на величину времени ΔT . Такой алгоритм имеет вид:

$$d_l^{(0)} \left\{ \int_{t_0}^{T_n} A_{xc}(t)a(t)dt \int_{T+t_0}^{T_n+T} A_{xc}(t)a(t-T)dt + \int_{t_0}^{T_n} A_{xs}(t)a(t)dt \int_{T+t_0}^{T_n+T} A_{xs}(t)a(t-T)dt \right\} > N_0 \int_{t_0}^{T_n+T} a(t)a(t-T)dt +$$

$$+ N_0 \int_{t_0}^{T_n} a(t-T) \sum_{p=2}^{-(L+1)R_n-1} \bar{d}_{ri}^{(p)} a(t-p\xi T)dt + N_0 \int_{t_0}^{T_n+\Delta T} a(t) \sum_{p=2}^{(L+1)R_n-1} \bar{d}_{rq}^{(p)} a(t-p\xi T)dt.$$

(11)

В этом алгоритме, по аналогии с алгоритмом (7), используется расширенная обратная связь по решениям.

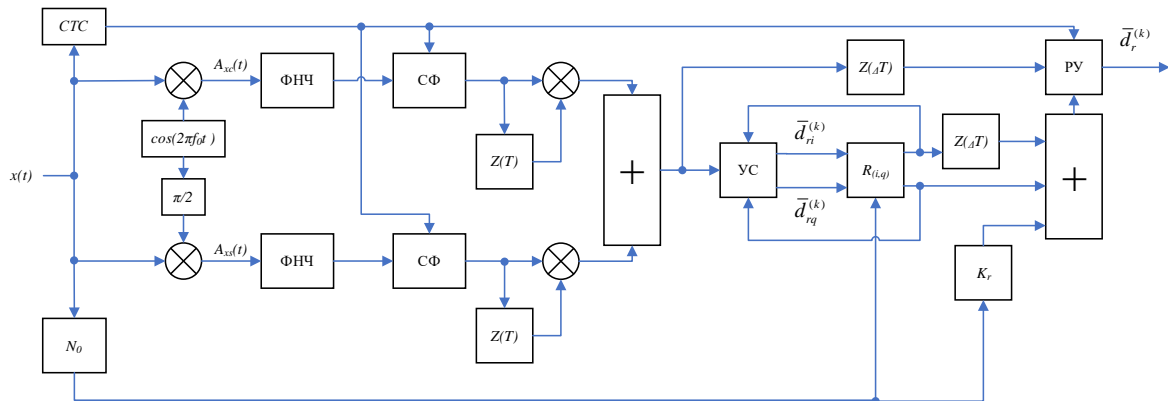


Рисунок 5 – Обобщенная структурная схема устройства некогерентного приема с расширенной обратной связью по решениям

На Рисунке 5 приведена структурная схема устройства некогерентного приема с расширенной обратной связью по решениям, в которой используется цепь обратной связи для оценки предыдущих и последующих символов.

Четвёртая глава посвящена вопросам разработки имитационной модели системы передачи данных при использовании спектрально-эффективных сигналов с управляемой МСИ и ОСР. Необходимость выполнения имитационного моделирования связана с тем, что получить аналитические оценки вероятностей ошибочного приема при использовании алгоритмов с ОСР в условиях, когда передача сигналов осуществляется со скоростями выше барьера Найквиста, не представляется возможным. В этой связи в работе путем имитационного моделирования выполнено определение вероятности ошибочного приема сигналов в зависимости от отношения сигнал/шум, под которым под которым понимается отношение E_b / N_0 , где E_b – энергия принимаемого двоичного сигнала. В главе приведена методика проведения имитационного моделирования, а также представлена структурная схема, описывающая процедуру имитационного моделирования (Рисунок 6).

При разработке модели учитывались следующие требования:

- Адекватность модели в реальных условиях функционирования систем передачи данных;
- Достаточная общность для охвата основных характеристик систем передачи данных;
- Конструктивность в плане обеспечения возможности разработки на основе модели конкретных алгоритмов и получения на их основе результатов;
- Простота и удобство в работе, возможность внесения изменений и развития.

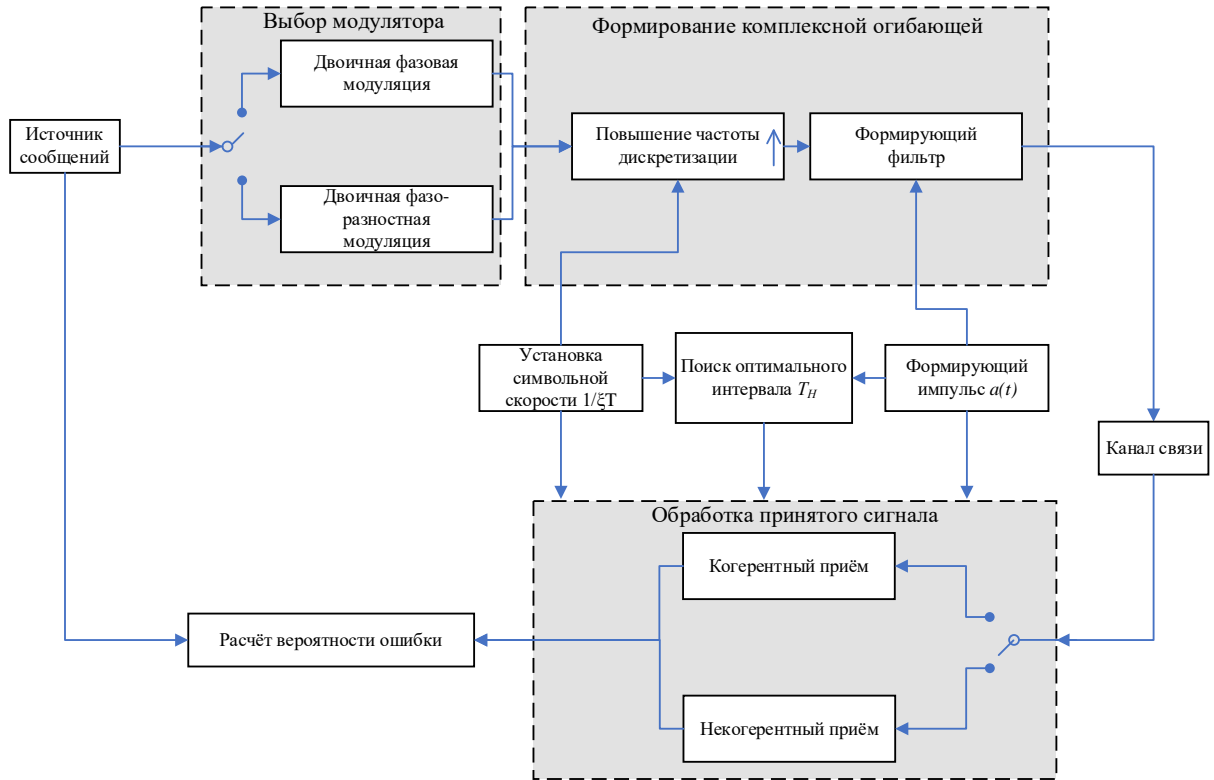
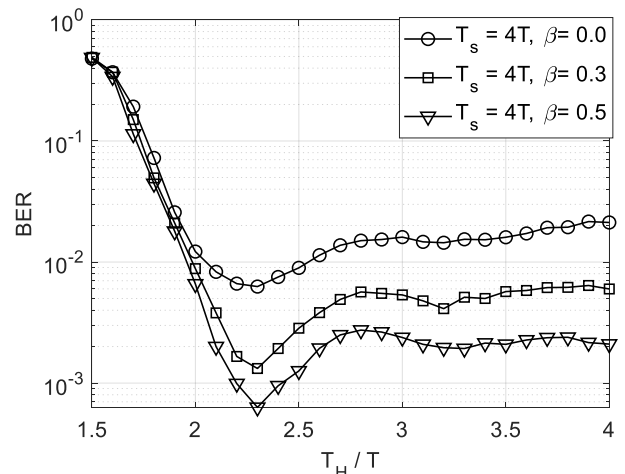


Рисунок 6 – Структурная схема имитационной модели

В пятой главе получены оценки помехоустойчивости приёма. Прежде всего целесообразно было рассмотреть зависимости вероятности битовой ошибки от интервала анализа и определить оптимальное значение этого интервала, при котором обеспечивается минимальная вероятность ошибочного приема при заданных вычислительных затратах.

На Рисунке 7 приведены зависимости вероятности битовой ошибки (BER) от величины нормированного интервала анализа T_H / T при заданном отношении $h^2 = E_b / N_0 = 8 \text{ дБ}$ для когерентного приёма с ОСП и амплитудных импульсов $a(t)$, построенных на основе RRC импульсов с длительностью $T_s = 4T$ при выборе параметра скругления $\beta = 0$ (усечённый импульс вида $\sin(x)/x$); $\beta = 0,3$ и $\beta = 0,5$. Нормированная скорость передачи сообщений равна $R_H = 1 / \xi = 1 / 0,8 = 1,25$. Как видно из этого рисунка, оптимальная величина интервала равна $T_H = 2,3T$. Эта величина практически не зависит от параметра скругления амплитудно-частотной характеристики $|H(f)|^2$ фильтра.

Оценим величину интервала анализа при различных параметрах скорости передачи и скругления формы $|H(f)|^2$ формирующего фильтра. На Рисунке 8, а) и Рисунке 8, б) приведены зависимости BER от T_H / T для сигналов на основе RRC импульсов длительностью $T_s = 8T$ при заданном отношении $E_b / N_0 = 8 \text{ дБ}$. На Рисунке 8, а) приведены кривые для параметра $\beta = 0,3$ при различных значениях нормированной скорости передачи сообщений равной $R_H = 1 / \xi = 1 / 0,8 = 1,25$; 1,42 и 1,66. На Рисунке 8, б) приведены кривые для параметра скорости передачи $R_H = 1 / \xi = 1 /$

Рисунок 7 – Зависимости вероятности ошибок для $T_s = 4T$ от интервала наблюдения

0,8 = 1,25 при различных $\beta = 0,0; 0,3$ и $0,5$. Из анализа кривых на этих рисунках видно, что оптимальная величина интервала равна $T_H / T = (4,2 \dots 4,3)T$. Она не зависит от скорости передачи сообщений и параметра скругления формы формирующего фильтра.

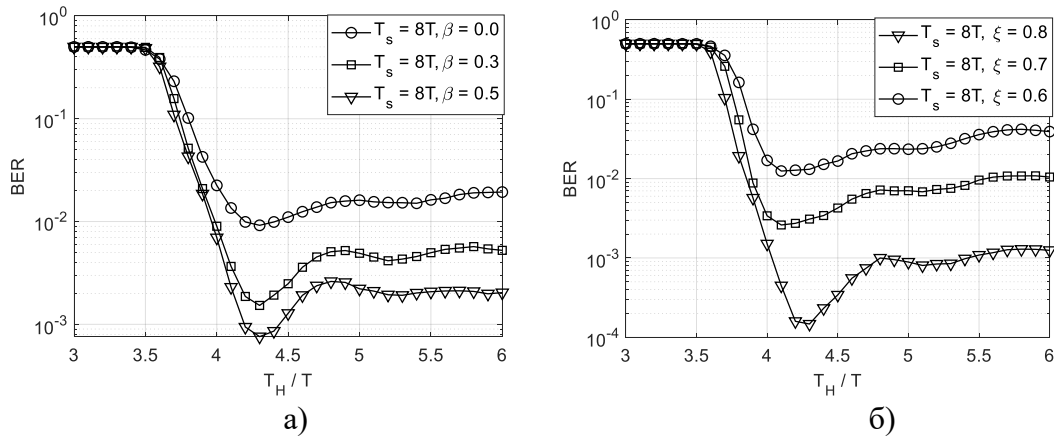


Рисунок 8 – Зависимости вероятности ошибки от интервала наблюдения

Рассмотрим влияние эффекта группирования ошибок на вероятность ошибочных решений в принятых символах при использовании алгоритмов когерентного приема с ОСР (5). Эффект группирования ошибок приводит к тому, что при малых отношениях сигнал/шум образуются группы ошибочных решений, они являются превалирующими при вычислении средней вероятности ошибки. При приеме сигналов длительностью $T_s = LT$ из-за наличия МСИ при использовании алгоритмов с ОСР ошибочно принятые предыдущие символы сказываются на ухудшении помехоустойчивости приема, что особенно проявляется в областях малых отношений сигнал/шум. Оценим помехоустойчивость приема при использовании алгоритма (6) с оптимизацией интервала анализа в областях появления эффекта группирования ошибок. На Рисунке 9 приведены зависимости вероятности ошибок от отношения сигнал/шум для различных скоростей передачи для алгоритма (6) с ОСР с оптимальным интервалом анализа для длительности сигнала $T_s = 8T$.

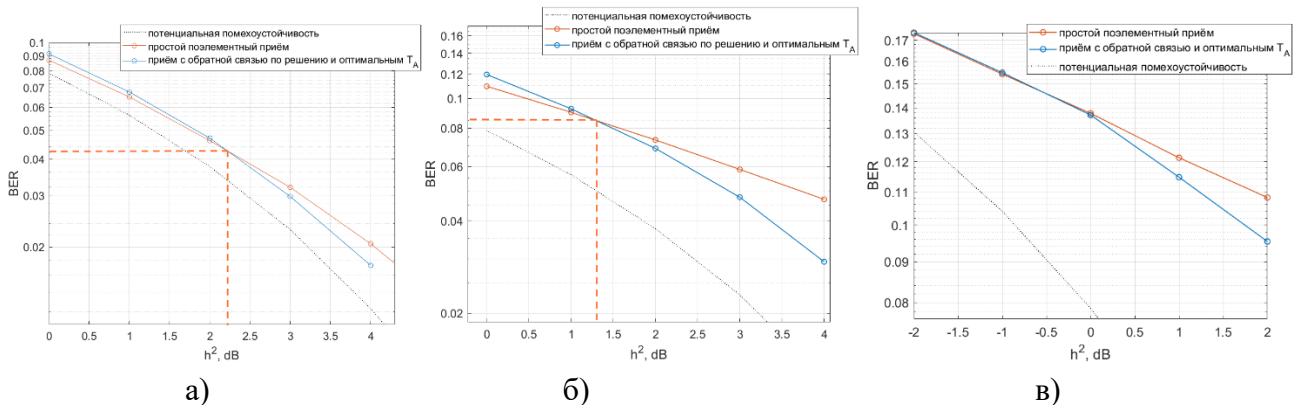


Рисунок 9 – Графики зависимости вероятности ошибок от отношения сигнал/шум для скорости: $R = 1.11/T$ (а); $R = 1.25/T$ (б); $R = 1.42/T$ (в)

Как следует из анализа зависимостей на Рисунке 9, граничные значения отношений сигнал/шум, выше которых использование алгоритмов поэлементного приема с ОСР при оптимальном выборе интервала анализа является эффективным, имеют следующие значения: для $R = 1.11/T$ значение $h^2 > 2,5$ дБ (Рисунок 9, а); для $R = 1.25/T$ значение $h^2 > 1,3$ дБ (Рисунок 9, б) и для $R = 1.42/T$ значение $h^2 > -0,5$ дБ (Рисунок 9, в). Исходя из этих значений можно сделать

вывод, что пороговые значения отношения сигнал/шум для алгоритма (6) с оптимизацией T_H для различных скоростей передачи сообщений не превосходят величины 2,5 дБ при увеличении скорости передачи двоичных данных. Причем с ростом скорости пороговое значение снижается.

Оценим, какой энергетический выигрыш дает применение алгоритма с ОСР и оптимальным интервала анализа. На Рисунке 10 приведены графики зависимости BER от отношения сигнал/шум E_b/N_0 для скорости передачи $R = 2/T$ и длительности сигнала $T_s = 8T$ для двух случаев: 1 - с оптимальным интервалом анализа; 2 - с интервалом анализа, равным длительности сигнала $T_H = T_s = 8T$. В качестве модуляционного RRC импульса выбран импульс длительностью $T_s = 8T$ и $\beta = 0.5$. Как видно из представленных на Рисунке 10 графиков, энергетический выигрыш при использовании оптимального значения интервала анализа составляет около 4 дБ для вероятности битовой ошибки по уровню $BER=10^{-4}$.

На Рисунке 11, а) приведены графики зависимости вероятности ошибок от отношения сигнал/шум E_b/N_0 для длительности сигнала $T_s = 8T$, параметре $\beta = 0.5$ и различных скоростей передачи символов при использовании алгоритма с ОСР. Для каждого значения скорости передачи выбиралось оптимальное значение интервала анализа T_H , при котором средняя вероятность ошибочного приема оказывалась минимальной. Как видно из Рисунка 11, при скоростях передачи $R > 2,5/T$ средняя вероятность ошибочного приема при использовании алгоритма с ОСР существенно возрастает.

Сравним эффективность применения алгоритма с ОСР и алгоритма приема «в целом». Графики зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум для сигналов, построенных на основе амплитудных импульсов с параметром $\beta = 0.3$ и длительностью $T_s = 8T$ при скорости передачи $R = 1,25/T$ представлены на Рисунке 11, б), где кривая 1 - прием «в целом»; кривые 2 и 3 – прием с ОСР с оптимизацией интервала анализа и без его оптимизации соответственно.

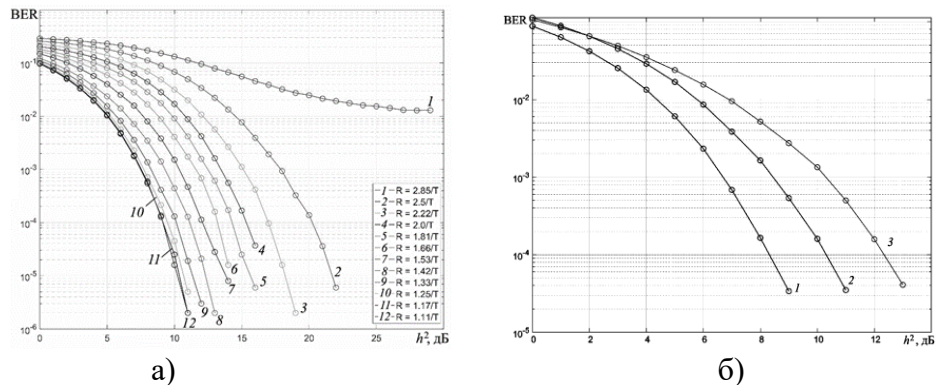


Рисунок 11 – Графики зависимости вероятности ошибок от отношения сигнал/шум для различных скоростей передачи для алгоритма с ОСР и при оптимальном интервале анализа

Из анализа представленных на рисунке зависимостей можно сделать следующие выводы. Энергетические потери при использовании алгоритма с ОСР и оптимизацией интервала анализа по отношению к алгоритму приема «в целом» составляют при $R = 1.25/T$ около 2 дБ при $BER = 10^{-4}$. Применение алгоритма с ОСР с оптимизацией интервала анализа (при выборе его значения равным $T_H = (4, 2 \dots 4, 3)T$), позволяет получить энергетический выигрыш более 2 дБ в области вероятностей ошибок $BER = 10^{-4} \dots 10^{-5}$ при сравнении со случаем, когда отсутствует оптимизация интервала. Присутствует связанное с группированием ошибок при использовании обратной

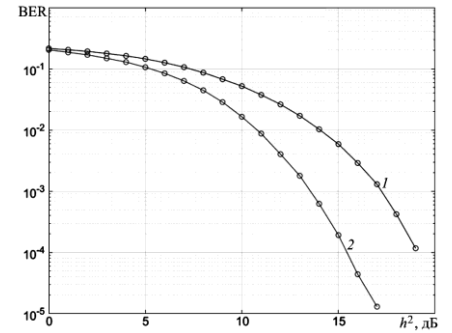


Рисунок 10 – Графики зависимости BER от отношения сигнал/шум для различных значений интервалов анализа

связи по решению пороговое явление, которое особенно проявляется при использовании уменьшенного интервала анализа и малых значениях отношения сигнал/шум, когда ошибочно принятые предыдущие символы оказывают эффект снижения помехоустойчивости приема (на Рисунке 11 оно наблюдается при $h^2 < 2$ дБ).

На Рисунке 12 приведены зависимости BER от отношения сигнал/шум (h^2) для различных скоростей передачи. На этом рисунке сплошными линиями обозначена помехоустойчивость приема с алгоритмом с ОСР при ($T_n = T_s$), а пунктирными линиями – алгоритм приема с ОСР и оценкой последующих символов (при $T_n = T_s + \Delta T$). Анализируя эти зависимости, можно сделать вывод, что учет последующих сигналов, попадающих в интервал анализа, позволяет повысить помехоустойчивость приема. Так при $BER = 10^{-4}$ и $R = 1,25/T$ энергетический выигрыш составляет до 2 дБ. Однако при увеличении глубины МСИ (и соответствующему этому увеличению скорости передачи) этот выигрыш уменьшается. Это связано, по-видимому, с тем, что в интервал анализа начинают попадать все больше последующих сигналов, которые не учитываются при приеме и являются помехой.

Рассмотрим помехоустойчивость когерентного приема сигналов, сформированных на основе амплитудных импульсов RRC длительностью $T_s = 8T$ при параметре $\beta = 0,3$ для алгоритма приема с ОСР и учетом последующих сигналов путем использования метода, построенного на ОМП (Рисунок 13). Из анализа представленных кривых следует, что данный алгоритм может обеспечивать наилучшую помехоустойчивость приема сигналов среди всех рассмотренных алгоритмов вплоть до скоростей передачи $R = 2/T$. Так, по отношению к потенциальной помехоустойчивости энергетические потери при $BER = 10^{-4}$ составляют от 0,1 дБ ($R = 1,25/T$) до 4,5 дБ ($R = 2/T$).

Рассмотрим помехоустойчивость некогерентного приема сигналов с дифференциальной модуляцией, сформированных на основе амплитудных импульсов длительностью $T_s = 2T$ при параметре скругления АЧХ $|H(f)|^2$ формирующего фильтра $\beta = 1$ для алгоритма приема (10) при различных скоростях передачи выше барьера Найквиста. На Рисунке 14 приведены зависимости BER от отношения сигнал/шум (h^2) для различных скоростей передачи от $R = 1,25/T$ до $R = 1,66/T$. На этом рисунке для сравнения представлены результаты для алгоритма (10) при использовании ОСР с расширенным интервалом анализа (в

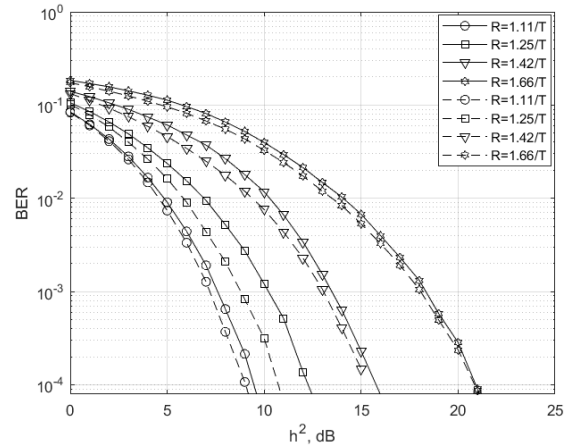


Рисунок 12 – Зависимости $BER = f(h^2)$ при использовании алгоритмов приема (6) и (10)

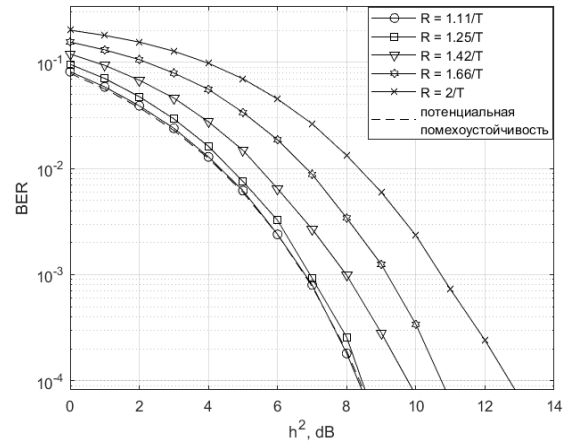


Рисунок 13 – Зависимости $BER = f(h^2)$ при использовании алгоритмов приема с обратной связью по решению и выбором максимально достоверной последовательности

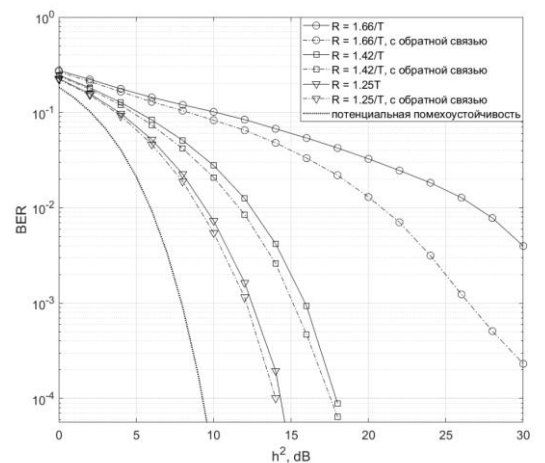


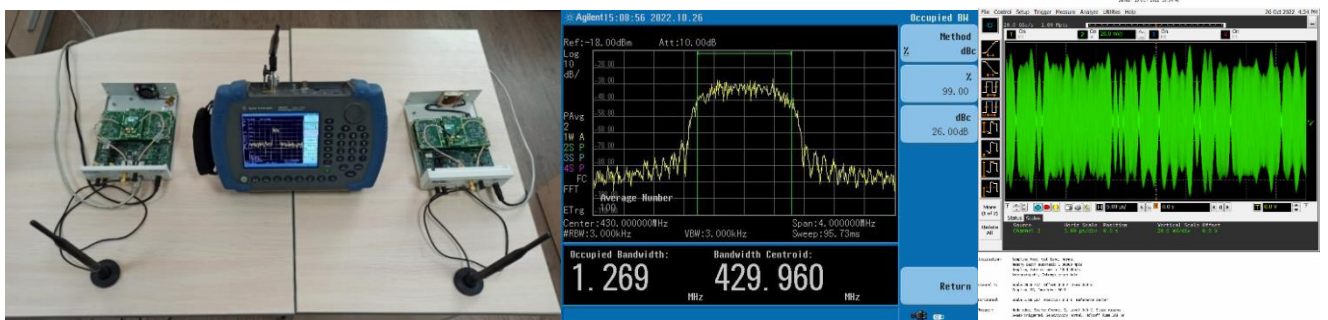
Рисунок 14 – Зависимости $BER = f(h^2)$ при некогерентном приеме

соответствии с выражением (10) - пунктирные кривые) и при отсутствии ОСР (сплошные кривые).

Анализируя зависимости, представленные на Рисунке 14, можно сделать следующие выводы. Во-первых, помехоустойчивость некогерентного поэлементного приема сигналов для скорости передачи $R=1,25 / T$ и $R=1,66 / T$ при использовании алгоритма приема (10) без использования ОСР значительно уступает потенциальной помехоустойчивости приема. Энергетические потери для $BER = 10^{-3}$ составляют от 4 дБ до более чем 20 дБ (сплошные линии на Рисунке 14). Во-вторых, применение нового алгоритма (10) с ОСР позволяет получить энергетические выигрыши относительно использования алгоритма без обратной связи от 0,6 дБ до 4 дБ (пунктирные линии на Рисунке 14).

Шестая глава посвящена разработке экспериментального стенда и проведения экспериментальных исследований передачи и приёма спектрально-эффективных сигналов с управляемой МСИ, в том числе со скоростями передачи выше барьера Найквиста при использовании новых алгоритмов приёма с ОСР. Для проведения экспериментального исследования использовались две SDR радиоплатформы NI USRP 2920. Передающая часть состоит из программного модема, функционирующего на персональном компьютере и аппаратной части, реализованной в виде SDR радиоплатформы. В программном модеме выполняется формирование пакетов сообщений с добавлением преамбулы для обнаружения начала передачи в приёмном блоке и формирование потока цифровых отсчётов комплексной огибающей сигнала. Поток квадратурных цифровых отсчётов поступают по Ethernet-интерфейсу на радиоплатформу, где осуществляется квадратурное формирование аналогового сигнала и перенос его на несущую частоту, включая процедуры фильтрации и усиления.

В экспериментальном стенде (Рисунок 15, а) сигнал на несущей частоте излучается с использованием вертикальной антенны на заданной частоте, и по беспроводному каналу поступает на антенну приёмного устройства, где осуществляются симметричные процедуры внутри SDR радиоплатформы. Контроль за излучаемым радиосигналом и оценка его спектральной плотности мощности осуществляется с использованием спектроанализатора (Рисунок 15, б). На Рисунке 15, в) в качестве примера приведен вид реализации последовательности сигналов с выхода передающей части экспериментального стенда на осциллографе. Полученный в приёмнике поток квадратурных отсчётов, соответствующих принимаемому сигналу, поступает в программный модем, где происходит его обработка с использованием разработанных алгоритмов с ОСР и оценка вероятностных характеристик.



а)

б)

в)

Рисунок 15 – Экспериментальный стенд (а); спектральная плотность мощности сигналов (б); вид реализации последовательности сигналов с выхода передатчика экспериментального стенда (в).

Экспериментальные исследования когерентного приема проведены для сигналов, построенных на основе амплитудных RRC импульсов длительностью $T_s = 8T$ при параметре $\beta = 0,3$ для скорости $R = 2 / T$. На Рисунке 16, а) приведены результаты исследований помехоустойчивости когерентного приема при использовании алгоритма с ОСР и оптимальным интервалом анализа

для величины интервала $T_n = (4,2 \dots 4,3)T$. На Рисунке 16 сплошными линиями приведены зависимости $BER=f(h^2)$, полученные в результате имитационного моделирования. Пунктирными линиями показаны значения, полученные в результате эксперимента. Как видно из сравнения зависимостей на Рисунке 16, а), потери, связанные с работой системы обнаружения, частотной и тактовой синхронизации составляют при $BER = 10^{-4}$ около 0,6 дБ. При низких уровнях отношений сигнал/шум в области $BER = 10^{-2}$ эти потери составляют 1 дБ. Рассмотрим помехоустойчивость приема при использовании алгоритма когерентного приема с ОСР и максимально достоверной оценкой последующих сигналов. На Рисунке 17, б) приведены результаты исследований помехоустойчивости когерентного приема при использовании такого алгоритма. Значения вероятности ошибок приведены для скорости $R = 1,42/T$.

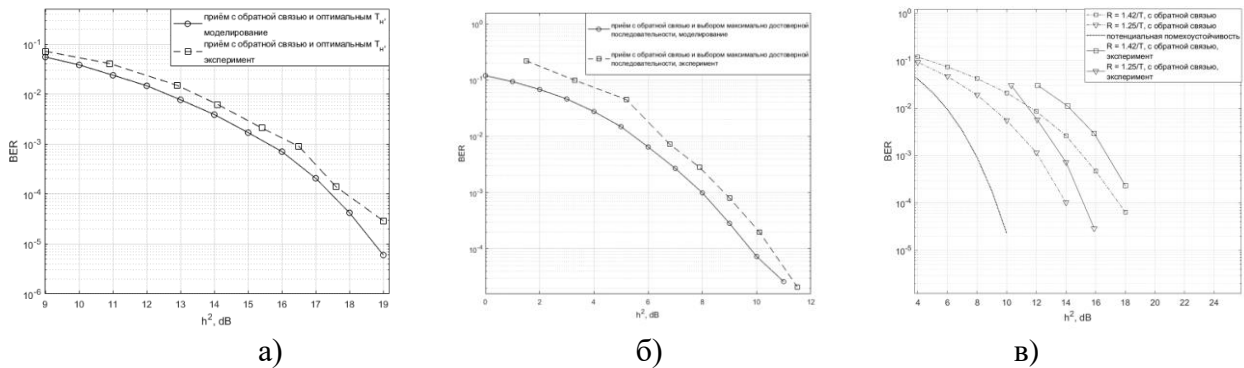


Рисунок 16 – Экспериментальные результаты приёма сигналов для алгоритмов с обратной связью по решению: а) когерентный с оптимальным интервалом анализа, б) когерентный с выбором максимальной достоверной последовательности последующих сигналов в) некогерентный прием с ОСР.

Как видно из результатов эксперимента, энергетические потери при $BER = 10^{-4}$ составляют около 0,8 дБ, а в области $BER = 10^{-2}$ эти потери составляют 1 дБ. Экспериментальные исследования некогерентного приема проведены для сигналов, построенных на основе амплитудных импульсов длительностью $T_s = 2T$ для $\beta = 1,0$ и при использовании дифференциальной модуляции. На Рисунке 16, в) приведены результаты исследований помехоустойчивости некогерентного приема таких сигналов. Передача сообщений происходила со скоростью $R = 1,25/T$; $1,42/T$. Из анализа зависимостей на рисунке видно, что с увеличением скорости передачи энергетические потери, связанные с погрешностями эксперимента, возрастают. Так, для вероятности ошибок $BER = 10^{-3}$ при $R = 1,42/T$, энергетические потери составляют около 2 дБ, а при $R = 1,25/T$ составляют 1,7 дБ относительно результатов имитационного моделирования. При $BER = 10^{-4}$ эти разница уменьшается примерно до 1 дБ, что можно объяснить потерями, вызванными системами обнаружения и тактовой синхронизации.

Основные результаты и выводы работы

В работе получены новые алгоритмы с ОСР для когерентного и некогерентного приема спектрально-эффективных сигналов с управляемой МСИ, проведена оценка их вычислительной сложности. К разработанным алгоритмам относятся:

- алгоритм когерентного приёма с ОСР и учетом последующих сигналов путём использования метода, построенного на ОМП;
- алгоритм когерентного приёма с ОСР с выбором оптимального интервала анализа;
- алгоритм когерентного приема с ОСР и корреляционной оценкой последующих символов;
- алгоритм когерентного приема с расширенной обратной связью по решению.
- алгоритм некогерентного приема с ОСР с выбором интервала анализа.
- алгоритм некогерентного приема с расширенной обратной связью по решениям.

Предложена методика оценки вычислительной сложности алгоритмов с ОСР, позволяющая с единых позиций сравнить сложность реализации предложенных алгоритмов. Предложены новые структурные схемы демодуляторов, реализующих указанные алгоритмы когерентного и некогерентного поэлементного приема с ОСР.

Показано, что:

- наименьшей вычислительной сложностью обладают алгоритмы приёма с ОСР и выбором оптимального интервала анализа, и эта сложность оказывается меньше сложности классических алгоритмов поэлементного приема с обратной связью по решению;
- наибольшей вычислительной сложностью обладает алгоритм поэлементного приема с обратной связью и учетом последующих сигналов путём использования метода, построенного на ОМП, но эта сложность оказывается на два порядка меньше, чем у алгоритмов приема «в целом»;
- вычислительные сложности алгоритма приема с расширенной обратной связью по решению и алгоритма приема с ОСР и корреляционной оценкой последующих символов оказываются примерно одинаковыми и равными сложности классических алгоритмов поэлементного приема с обратной связью по решению.

Разработана имитационная модель системы передачи данных с аддитивным белым шумом при использовании спектрально-эффективных сигналов с управляемой МСИ и новых алгоритмов с обратной связью по решению для когерентного и некогерентного приема. Модель разработана в среде MATLAB 2022b. Получены оценки точности определения значений вероятностей ошибочного приема для различных длительностей сигналов и скоростей передачи сообщений. Даны оценки доверительного интервала для точки средней вероятности ошибочного приема $p = 0,0001$ (10^{-4}) при значении числа испытаний (числа сигналов в пакете передачи $N = 10^6$), которая равна $\{7,42 \cdot 10^{-5}; 12,58 \cdot 10^{-5}\}$.

Обоснован выбор оптимального значения интервала анализа в части оценки помехоустойчивости когерентного приема при использовании алгоритма с ОСР при демодуляции спектрально-эффективных сигналов с управляемой МСИ. В частности, показано, что для сигналов длительностью $8T$ при использовании когерентного алгоритма приема оптимальная величина интервала равна $T_n = (4,2 \dots 4,3)T$, при этом она не зависит от скорости передачи и параметров скругления АЧХ формирующего фильтра. Установлено, что энергетический выигрыш при использовании оптимального значения интервала анализа составляет около 4 дБ для вероятности битовой ошибки по уровню $BER=10^{-4}$.

Для новых алгоритмов когерентного приема с ОСР определены зависимости вероятности ошибок от отношения сигнал/шум при различной глубине МСИ и найдены области значений отношений сигнал/шум, в которых эффективность этих алгоритмов превосходит известные.

Показано, что эффективность использования алгоритмов значительно зависит от вида и параметров применяемых формирующих импульсов, а также от значения символьной скорости при превышении предела Найквиста, и оказывается наиболее высокой при небольшом превышении предела Найквиста, т.е. вплоть до символьных скоростей $\sim(2/T \dots 2,5/T)$. При скоростях выше значений $R > 2,5/T$ требуется использование более производительных алгоритмов приёма, которые, однако, требуют значительных вычислительных ресурсов. Использование оптимального значения интервала анализа в предлагаемых алгоритмах, с одной стороны позволяет дополнительно уменьшить влияние межсимвольной помехи, и как следствие, повысить энергетическую эффективность; а с другой стороны позволяет еще уменьшить вычислительную сложность алгоритма за счёт уменьшения интервала при расчёте корреляционного интеграла. Найдены энергетические потери при использовании алгоритма с обратной связью по решению с выбором оптимального значения интервала анализа по отношению к случаю применения алгоритма приема «в целом», которые составляют лишь около 2 дБ при $BER = 10^{-4}$.

Показано, что помехоустойчивость некогерентного поэлементного приема сигналов с дифференциальной фазовой модуляцией для скорости передачи $R = 1,25 / T$ и $R = 1,66 / T$ при использовании алгоритма с ОСР позволяет получить энергетические выигрыши относительно использования алгоритма без обратной связи от 0,6 дБ до 4 дБ.

Предложена методика сравнения разработанных алгоритмов, которая учитывает энергетическую эффективность и вычислительную сложность их реализации. Получена связь параметров энергетической эффективности и вычислительной сложности. Применение этой методики позволяет количественно оценить необходимые вычислительные затраты (число вычислительных операций) для достижения заданных параметров помехоустойчивости приема при увеличенной скорости передачи сообщений.

В частности, показано, что при увеличении скорости в 1,5 раза (выше барьера Найквиста) энергетический проигрыш по отношению к потенциальной помехоустойчивости приема двоичных противоположных сигналов без МСИ возрастает примерно на 2 дБ. При фиксированной вычислительной сложности (что часто является основным критерием практической реализации цифрового демодулятора) увеличение скорости передачи, например, в 1,5 раза, приводит к росту энергетического проигрыша с 1,2 дБ до 3,7 дБ при заданной вероятности ошибок $BER = 10^{-4}$. При допустимом росте энергетического проигрыша, например, в 2 дБ, увеличение скорости передачи данных в 1,5 раза приводит к росту вычислительной сложности с $0,8 \cdot 10^5$ до $3,3 \cdot 10^5$ количества операций. Для рассмотренного алгоритма приема с обратной связью по решению, каждый децибел выигрыша достигается за счет увеличения на $1,5 \cdot 10^5$ числа вычислительных операций.

Разработан экспериментальный стенд, в состав которого входит модем для проведения экспериментальных исследований по использованию новых алгоритмов приема с ОСР и спектрально-эффективных сигналов с управляемой МСИ для высокоскоростной беспроводной передачи в канале связи с ограниченной шириной полосы. На практике удалось верифицировать работоспособность и применимость новых нелинейных алгоритмов когерентного и некогерентного приема с ОСР.

Основные публикации автора по теме диссертации

Статьи, опубликованные в изданиях, включенных в перечень ВАК:

1. Лавренюк И.И., Макаров С.Б., Завьялов С.В. Помехоустойчивость приема сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией при использовании алгоритмов поэлементной обработки с обратной связью по решению // Радиотехника. 2021. №11, С. 146-162. DOI: [10.18127/j00338486-202111-19](https://doi.org/10.18127/j00338486-202111-19). Личный вклад автора заключается в проведении разработки методов и алгоритмов приема с обратной связью по решению и вычислению помехоустойчивости приема сигналов.
2. Сухоцкий С.А., Завьялов С.В., Овсянникова А.С., Лавренюк И.И. Симметричный итерационный алгоритм компенсации межканальных помех SEFDM-сигналов // Информатика, телекоммуникации и управление. 2022. Т. 15, №1, С. 19-28. DOI: [10.18721/JCSTCS.15102](https://doi.org/10.18721/JCSTCS.15102). Личный вклад автора заключается в разработке алгоритмов приема сигналов, принимаемых в условиях межсимвольной интерференции.
3. Лавренюк И.И., Макаров С.Б., Завьялов С.В. Реализация на базе SDR платформы алгоритмов некогерентного приема оптимальных сигналов, построенных на основе собственных функций // Радиотехника. 2023. Том 87, №8. Личный вклад автора заключается в разработке алгоритмов некогерентного приема с обратной связью по решению и разработке лабораторного стенда на основе SDR платформы.

Статьи, опубликованные в изданиях, включенных в перечень в Scopus и Web of Science:

1. Zavjalov, S.V., Ovsyannikova, A.S., Lavrenyuk, I.I., Volvenko, S.V. The Efficiency of Detection Algorithms for Optimal FTN Signals // In: Galinina, O., Andreev, S., Balandin, S., Kou-

cheryavy, Y. (eds) Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. NEW2AN ruSMART 2019 2019. Lecture Notes in Computer Science, vol 11660. Springer, Cham. https://doi.org/10.1007/978-3-030-30859-9_58 Личный вклад: разработка алгоритмов приема сигналов

2. Lavrenyuk I., Makarov S., Polozhintsev B., Ge D. Noncoherent Detection of Faster-Than-Nyquist Signal with Decision Feedback// Proceedings of the 2021 International Conference on Electrical Engineering and Photonics EExPolytech 2021, pp. 42 - 46, DOI: 10.1109/EExPolytech53083.2021.9614881 Личный вклад: Разработка алгоритма некогерентного приема сигналов.
3. Lavrenyuk I., Makarov S., Xue W. Application of Nonlinear Algorithms with Decision Feedback for FTN Signals Coherent Detection// (2022) Springer Proceedings in Physics, 268, pp. 527 - 538, DOI: 10.1007/978-3-030-81119-8_58 Личный вклад: Разработка алгоритмов с обратной связью по решению.
4. Lavrenyuk I., Makarov S., Xue W. Observation Interval Analysis for Faster-Than-Nyquist Signals Coherent Detection with Decision Feedback// (2022) Lecture Notes in Computer Science (including subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics), 13158 LNCS, pp. 427 - 437, DOI: 10.1007/978-3-030-97777-1_36 Личный вклад: Разработка когерентного модема с обратной связью для приема сигналов с межсимвольной интерференцией.