

Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Поволжский государственный технологический университет»

На правах рукописи

ТОКАРЬ Михаил Сергеевич

**ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ МЕТОД ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ДЛЯ СИСТЕМ  
СВЯЗИ С ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫМ КОДИРОВАНИЕМ**

Специальность: 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доктор технических наук, профессор  
Рябов Игорь Владимирович

г. Йошкар-Ола — 2021

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	5
<b>ГЛАВА 1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР МЕТОДОВ И АЛГОРИТМОВ</b>	
ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПВБК .....	12
1.1. Основные требования к радиосистемам передачи .....	12
1.2. Разнесенный прием.....	13
1.3. Радиоканалы .....	15
1.3.1. Радиоканалы с постоянными параметрами .....	15
1.3.2. Радиоканалы с переменными параметрами.....	17
1.4. Система ММО как реализация разнесенного приема .....	20
1.5. Методы построения систем ММО .....	22
1.6. Методы описания систем ММО .....	23
1.7. Сингулярное разложение и коэффициент состояния.....	25
1.8. Пространственно-временные коды.....	26
1.8.1. Скорость кода .....	26
1.8.2. Виды пространственно-временных кодов .....	28
1.9. Методы демодуляции сигналов пространственно-временного кодирования.....	36
1.9.1. Методы обнуления и минимума среднеквадратической ошибки .....	37
1.9.2. Метод последовательного исключения демодулированных компонент	37
1.9.3. Метод максимального правдоподобия.....	39
1.9.4. Метод сферического декодирования.....	39
1.10. Выводы.....	40
<b>ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ КОДОВ .....</b>	
2.1. О возможности применения ДПВБК в системах передачи подвижной связи.....	43
2.2. Особенности применения модели системы ММО .....	45

2.3. Метод ДПВБК. Алгоритм кодирования .....	46
2.3.1. Формирование таблицы состояний кодера.....	48
2.3.2. Схема кодирования для $M = 2$ .....	49
2.3.3. Схема кодирования для $M = 4$ .....	50
2.3.4. Применение древовидного кодирования .....	51
2.4. Блок-схема метода ДПВБК.....	52
2.5. Метод ДПВБК. Алгоритм декодирования .....	53
2.5.1. Алгоритм декодирования для $M = 2$ и $N = 1$ .....	53
2.5.2. Алгоритм декодирования для $M = 2$ и $N = 2$ .....	54
2.5.3. Алгоритм декодирования для $M = 2$ и $N = 4$ .....	54
2.5.4. Алгоритм декодирования для $M = 4$ и $N = 1$ .....	55
2.5.5. Алгоритм декодирования для $M = 4$ и $N = 2$ .....	56
2.6. Алгоритм матричного декодирования.....	58
2.7. Выводы.....	64
<b>ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА КАДРОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ДЕКОДЕРА СИГНАЛА ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО БЛОКОВОГО КОДА .....</b>	<b>66</b>
3.1. Задача кадровой синхронизации демодулятора сигнала ДПВБК и пути ее решения .....	66
3.2. Алгоритм «слепой» кадровой синхронизации демодулятора сигналов ДПВБК.....	68
3.3. Последовательность работы алгоритма «слепой» кадровой синхронизации.....	72
3.4. Блок-схема алгоритма «слепой» кадровой синхронизации .....	74
3.5. Выводы.....	75
<b>ГЛАВА 4. МОДЕЛИРОВАНИЕ РАЗРАБОТАННЫХ МЕТОДОВ И АЛГОРИТМОВ ДЛЯ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДПВБК.....</b>	<b>76</b>
4.1. Моделирование алгоритма «слепой» кадровой синхронизации для демодулятора сигналов ДПВБК .....	76

4.2. Сравнительный анализ помехоустойчивости и вычислительной сложности алгоритма «слепой» кадровой синхронизации.....	79
4.2.1. Сравнительный анализ помехоустойчивости алгоритма «слепой» кадровой синхронизации.....	80
4.2.2. Сравнительный анализ вычислительной сложности алгоритма «слепой» кадровой синхронизации.....	82
4.3. Разработка программной модели метода ДПВБК.....	84
4.4. Моделирование метода ДПВБК, его результаты и обсуждение.....	85
4.5. Сравнительный анализ помехоустойчивости и вычислительной сложности метода ДПВБК .....	89
4.5.1. Сравнительный анализ помехоустойчивости метода ДПВБК .....	89
4.5.2. Анализ древовидного кодирования.....	90
4.5.3. Сравнительный анализ вычислительной сложности метода ДПВБК ....	90
4.6. Моделирование матричного алгоритма декодирования и сравнительный анализ его вычислительной сложности .....	94
4.7. Выводы.....	94
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	98
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ .....	100
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	103
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Пространственно-временные коды стандартов IEEE и 3GPP .....	112
ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Программный код имитационной модели алгоритма «слепой» кадровой синхронизации.....	114
ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Программный код имитационной модели метода ДПВБК....	121
ПРИЛОЖЕНИЕ 4. Документы, подтверждающие практическую ценность диссертационной работы .....	126

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы исследования.** В настоящее время существуют тенденции к экспоненциальному росту объемов передаваемой информации с помощью систем мобильной радиосвязи. В частности, из Ericsson Mobility Report (июнь 2022) следует, что в 1-м квартале 2022 года ежемесячное мобильное потребление данных достигло 93 экзабайт, что на 40% и 100% больше по сравнению с таким же периодом 2021 и 2020 гг. соответственно. Поэтому поиск новых подходов и методов обработки сигналов, которые позволят обеспечить возрастающие потребности по пропускной способности радиотехнических систем передачи информации (РСПИ), является актуальной задачей.

Одним из основных подходов к решению данной задачи является создание РСПИ с использованием технологии «система с множеством входов и выходов» (англ. multiple-input multiple-output, сокр. МИМО) [1]-[2] в форме пространственно-временного блочного кодирования (ПВБК) и обеспечение её работы в более высокочастотных диапазонах (СВЧ, КВЧ), чем в настоящее время. Системы МИМО широко применяются в беспроводных системах связи стандартов CDMA 2000 [3], WCDMA [4], IEEE 802.11n, IEEE 802.16e, DVB-NGH [5], LTE-Advanced [6], когнитивного радио, интеллектуальных антенн и в других системах так называемого поколения связи 4G.

Технология МИМО позволит одновременно задействовать несколько пространственных каналов между передающей и приемной сторонами, а увеличение рабочих частот — расширить используемую полосу, что в совокупности кратно увеличит пропускную способность. Также увеличение рабочих частот приведет к необходимости решения вопросов, связанных с возникновением замираний в канале связи, в том числе обусловленных уменьшением времени стационарности канала ввиду движения среды распространения и высокой скорости передвижения абонентов (до сотен км/ч).

Применение в таких условиях ПВБК на основе когерентного метода обработки, наиболее распространенного на данный момент, является нецелесообразным, поскольку приведет к значительному уменьшению времени передачи информационного сообщения по отношению к времени передачи сервисной информации, что снижает скорость передачи [7]. Это происходит ввиду увеличения частоты отправки блоков пилот-сигналов для обеспечения оценки и слежения за импульсной характеристикой канала связи с необходимой точностью.

Исходя из этого, становится актуальным применение ПВБК на основе дифференциального метода (ДПВБК) [8]-[10], поскольку тогда необходимость в оценке импульсной характеристики канала отсутствует, тем самым обеспечивается экономия ресурса системы передачи, увеличивается её частотная и энергетическая эффективность. Однако, несмотря на перспективность данного направления, существующие схемы реализации имеют главный недостаток — экспоненциальный рост вычислительной сложности с увеличением размера объема канального алфавита и проигрыш по энергетической эффективности в сравнении с когерентным методом [11]-[12].

Также важным вопросом в работе РСПИ является обеспечение в демодуляторе синхронизации по фазе опорной несущей, символьной и кадровой синхронизации. Синхронизация опорной несущей и символьная синхронизация выполняются традиционными эффективными методами [13]-[14]. Кадровая синхронизация обеспечивается применением пилот-сигналов [4], о негативной стороне задействования которых было отмечено. Также существуют методы обработки (т.н. «слепые») [15]-[16], позволяющие использовать свойство избыточности передаваемого сигнала (кадров) для обеспечения синхронизации, которые описаны только для ПВБК.

В результате становится очевидным актуальность разработки и исследования методов и алгоритмов приема и обработки, способных работать в условиях быстроменяющегося канала связи, обеспечивающих высокую частотную, энергетическую эффективность и низкую вычислительную сложность.

**Степень разработанности темы.** Вопросы анализа, исследования и разработки методов ПВБК, оценки состояния канала связи, «слепой» обработки сигналов и обеспечения синхронизации систем связи посвящено достаточное число работ отечественных и зарубежных ученых, среди которых следует выделить труды Горячкина О.В. [15]-[16], Карташевского В.Г., Файзуллина Р.Р., Крейнделина В.Б. [17], Паршина Ю.Н., Пестрякова А.В., Петровича Н.Т. [18]-[19], Поборчая Н.Е. [20], Alamouti S. [2], Hughes B.L. [10], Marzetta T.L. [7], Hochwald B.M. [21], Sweldens W., Zhu Y., Jafarkhani H., Yuen C., Guan Y.L., Xu C., Rajashekar R., Ishikawa N., Sugiura S., Hanzo L. Несмотря на то, что большинство из работ посвящено исследованию когерентного приема при использовании ПВБК, в них отмечается перспективность применения методов дифференциального приема (ДПВБК), в тоже время имеющих недостатки, связанные с экспоненциальным ростом вычислительной сложности с увеличением размера канального алфавита и снижением энергетической эффективности в сравнении с когерентным приемом. Также представлено достаточно работ, исследующих оценку состояния канала связи и «слепую» обработку сигналов. Рассматривая синхронизацию РСПИ необходимо отметить, что алгоритмы кадровой синхронизации при использовании ДПВБК в литературе не приводятся, однако они востребованы и требуют развития.

**Объект исследования** — системы связи с пространственно-временным блоковым кодированием.

**Предмет исследования** — методы и алгоритмы дифференциального пространственно-временного блокового кодирования и кадровой синхронизации.

**Научная задача** диссертационной работы состоит в исследовании и разработке методов и алгоритмов блокового кодирования, которые обеспечат повышение частотной и энергетической эффективностей, а также уменьшение вычислительной сложности в условиях быстро изменяющихся параметров радиоканала.

**Цель работы и задачи исследования.** *Целью* диссертационной работы является разработка методов и алгоритмов дифференциального пространственно-временного блокового кодирования, обеспечивающих повышение частотной и

энергетической эффективности при снижении вычислительной сложности для РСПИ в условиях быстро изменяющихся параметров радиоканала.

Для достижения поставленной цели в данной диссертационной работе решаются следующие задачи:

1. Аналитический обзор принципов построения, методов и алгоритмов пространственно-временного блочного кодирования.

2. Разработка нового метода передачи ДПВБК, позволяющего обеспечить энергетический выигрыш и низкую вычислительную сложность, по сравнению с существующими методами ДПВБК.

3. Разработка нового алгоритма декодирования для ПВБК, в том числе дифференциального, с низкой вычислительной сложностью.

4. Разработка нового алгоритма «слепой» кадровой синхронизации для РСПИ с ДПВБК, позволяющего уменьшить время вхождения в синхронизм.

5. Исследование характеристик разработанных методов и алгоритмов.

**Научная новизна** полученных результатов состоит в следующем:

1. Разработан метод дифференциального пространственно-временного блочного кодирования, отличающийся от известных дифференциальных методов ПВБК тем, что позволяет увеличить энергетическую эффективность и снизить вычислительную сложность.

2. Разработан алгоритм матричного декодирования для систем связи с последовательной и параллельной (ПВБК) передачей информации, в отличие от известных алгоритмов имеет меньшую вычислительную сложность, при этом, не зависящую от объема канального алфавита.

3. Разработан алгоритм «слепой» кадровой синхронизации, отличающийся от известных алгоритмов кадровой синхронизации систем ПВБК тем, что обеспечивает снижение времени вхождения в синхронизм и вычислительной сложности.

**Теоретическая и практическая значимость исследования.**

*Теоретическая значимость* работы состоит в разработке методов и алгоритмов, позволяющих обеспечить увеличение частотной и энергетической



эффективностей, сокращение времени, необходимого для обеспечения кадровой синхронизации, и снижение вычислительной сложности декодирования для систем радиосвязи пространственно-временного блочного кодирования, использующих радиоканал с быстро меняющимися параметрами.

*Практическая значимость* работы состоит в том, что предложенные методы и алгоритмы могут быть применены при создании перспективных стандартов систем радиосвязи, в том числе для передачи информации по каналам передачи служебной информации с низким отношением сигнал/шум и в условиях быстро меняющихся параметров канала связи ввиду высокой скорости перемещения мобильных станций; разработанный метод дифференциального кодирования является масштабируемым для различного сочетания количества передающих антенн и не требует высокого вычислительного ресурса при декодировании, что уменьшает энергопотребление приемника и его стоимость; разработанный алгоритм матричного декодирования может быть применим для РСПИ с последовательной и параллельной (ПВБК) передачей информации, обеспечивая низкую вычислительную сложность декодирования, которая не зависит от объема канального алфавита; разработанный алгоритм «слепой» кадровой синхронизации позволяет снизить время вхождения в синхронизм и не является отдельной структурной частью разработанного метода дифференциального кодирования, а основывается на нём, извлекая данные для работы алгоритма синхронизации.

Полученные результаты также могут быть использованы в учебном процессе высших учебных заведений, готовящих специалистов соответствующей специальности при чтении лекций и проведении практических и лабораторных занятий.

Результаты работы задействованы при выполнении опытно-конструкторской работы «Системы радиосвязи», проводимой государственным унитарным предприятием связи «Центр регулирования связи» в 2021 году г. Тирасполь (Приложение 4), а также использованы в учебном процессе на кафедре квантовой радиофизики и систем связи физико-математического факультета Приднестровского государственного университета им. Т.Г. Шевченко при

подготовке обучающихся по направлению 11.04.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» по дисциплинам «Построение современных сетей мобильной связи», «Системы и сети мобильной связи» (Приложение 4).

**Методология и методы исследования.** Для решения поставленных в диссертации задач использовались методы статистической радиотехники, теории цифровой связи, теории алгоритмов, теории вероятностей, математической статистики и теории матриц. Имитационное моделирование выполнялось в пакете программ MATLAB.

**Основные положения, выносимые на защиту:**

1. Метод дифференциального пространственно-временного блочного кодирования, позволяющий обеспечить работу в условиях отсутствия оценки импульсной характеристики канала связи, энергетический выигрыш в среднем до 2 дБ и вычислительную сложность на один порядок меньше по сравнению с известными дифференциальными методами ПВБК, при этом являясь масштабируемым для различного сочетания количества передающих и приемных антенн:  $2 \times 1$ ,  $2 \times 2$ ,  $2 \times 4$ ,  $4 \times 1$  и  $4 \times 2$  (и т.д.).

2. Алгоритм матричного декодирования для систем связи с последовательной и параллельной (ПВБК) передачей информации, вычислительная сложность которого не зависит от объема канального алфавита.

3. Алгоритм «слепой» кадровой синхронизации, позволяющий: снизить время вхождения в синхронизм — 10-40 кадров, число которых зависит от состояния канала связи; получить энергетический выигрыш около 10 дБ и снижение вычислительной сложности в среднем на один порядок по сравнению с известными алгоритмами кадровой синхронизации систем ПВБК.

**Степень достоверности и апробация результатов.** *Достоверность* полученных автором в диссертационной работе научных и практических результатов подтверждается корректным применением математического аппарата, согласованностью результатов с результатами имитационного моделирования, обсуждением результатов диссертационной работы на международных

конференциях и семинарах, публикацией основных результатов диссертации в ведущих рецензируемых журналах.

*Апробация результатов исследования.* Основные результаты работы докладывались и обсуждались со специалистами на научно-технических конференциях: Международная конференция «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях» «СИНХРОИНФО» (г. Санкт-Петербург, 2015; г. Самара, 2016; г. Минск 2018), 8-th International Conference on Materials Science and Condensed Matter Physics MSCMP 2016 (г. Кишинёв, 2016), 74-я научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава, научных работников, аспирантов и студентов ОНАС им. А.С. Попова (г. Одесса, 2019).

**Публикации по теме диссертации.** По теме работы опубликовано 15 работ, из них: 4 публикации в рецензируемых научных изданиях, рекомендуемых ВАК при Минобрнауки России (3 в изданиях, соответствующих искомой специальности); 2 свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ; 9 работ в других изданиях и материалах конференций.

**Соответствие паспорту специальности.** Диссертация соответствует следующим пунктам паспорта специальности 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций: п. 4 «Разработка эффективных путей развития и совершенствования структуры, архитектуры сетей и систем телекоммуникаций, включая входящие в них элементы»; п. 15 «Исследование и разработка новых сигналов, а также соответствующих модемов, кодеков, мультиплексоров и селекторов, обеспечивающих высокую надежность и качество обмена информацией в условиях воздействия внешних и внутренних помех»; п. 18 «Разработка научно-технических основ создания сетей, систем и устройств телекоммуникаций и обеспечения их эффективного функционирования».

**Личный вклад автора.** Результаты теоретических и экспериментальных исследований получены автором самостоятельно. В работах, опубликованных в соавторстве, соискателю принадлежит основная роль при постановке и решении задач, а также обобщении полученных результатов.

# ГЛАВА 1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР МЕТОДОВ И АЛГОРИТМОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПВБК

## 1.1. Основные требования к радиосистемам передачи

В современном обществе устройства радиосвязи давно стали обыденными и привычными. Со временем новые системы радиосвязи усложняются, их принципы работы и основные узлы постоянно совершенствуются. Основной целью теории радиосвязи является разработка методов формирования сигналов в передающем оборудовании и алгоритмов обработки сигналов в приемном оборудовании, обеспечивающих восстановление переданного сообщения на приемной стороне с допустимой вероятностью ошибки символа при заданных статистических характеристиках непрерывного канала связи и ряде накладываемых ограничений.

Система должна обеспечить передачу цифровых сигналов со скоростью  $R$  (бит/с) с допустимой вероятностью ошибки бита. Система передачи использует такие ресурсы: полосу частот непрерывного канала связи  $F_k$  (Гц) и энергетику канала связи, задаваемую отношением средней мощности сигнала  $P_s$  к удельной мощности шума  $N_0$  на входе демодулятора ( $P_s/N_0$ ), т.е. отношение сигнал/шум (англ. signal-to-noise ratio, сокр. SNR).

При проектировании систем передачи используют два критерия – частотная эффективность и энергетическая эффективность системы передачи. Частотная эффективность определяется из отношения скорости передачи информации  $R$  к используемой полосе частот непрерывного канала связи  $F_k$  и имеет единицу измерения (бит/с)/Гц. Энергетическая эффективность определяется из отношения скорости передачи информации  $R$  к отношению сигнал/шум  $P_s/N_0$  на входе демодулятора при заданной допустимой вероятности ошибки бита на выходе демодулятора и имеет единицу измерения (бит/с)/дБ. Проводимые в последние десятилетия исследования и разработки технологий цифровой связи основаны, прежде всего, на оптимизации методов передачи по этим двум критериям [8]-[9].

В основе построения систем передачи лежат методы, разработанные в статистической теории связи для канала связи с постоянными параметрами и аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ). Если характеристики радиоканала отличаются от характеристик канала с АБГШ, то схемы модулятора и демодулятора усложняются в той или иной степени для реализации функций дополнительной обработки. Современные процессоры могут реализовывать весьма сложные алгоритмы обработки для достижения высоких показателей энергетической и частотной эффективности в каналах со сложными искажениями, например, в каналах с многолучевостью. При усложнении алгоритмов обработки возрастают энергопотребление и стоимость аппаратуры. Эти параметры очень важны при разработке аппаратуры для построения сетей, реализующих, например, Интернет вещей. Поэтому актуальными являются не только задачи достижения высоких показателей энергетической и частотной эффективности, но и задачи обеспечения низких значений энергопотребления и стоимости аппаратуры.

Данная работа посвящена разработке и исследованию методов передачи для систем подвижной связи, которые характеризуются, с одной стороны, достаточно высокими показателями энергетической и частотной эффективности, а, с другой стороны, относительно простыми алгоритмами обработки в модемах.

## 1.2. Разнесенный прием

Разнесенный прием является одним из наиболее эффективных методов повышения надежности связи при передаче сигналов по каналам со случайными параметрами. Идея разнесенного приема состоит в том, что решение о переданном сообщении принимается на основе анализа нескольких принятых копий сигнала. Для его реализации, необходимо создать некоррелированные ветви (подканалы) разнесения, то есть получить  $M$  подканалов передачи сигналов, выделить информацию из принятых по ним сигналов, определенным образом её обработать и, результатом, получить переданное сообщение, на принятие решения по которому влияние глубоких замираний ослаблено. При этом, чем менее

коррелированы между собой подканалы разнесения, тем выше может быть результат их обработки.

Разнесение подразделяется на пространственное, временное, частотное и поляризационное [8].

*Пространственное разнесение* – достигается разнесением приемных антенн минимум на 10 длин волн (данное расстояние считается оптимальным для отсутствия корреляции подканалов), каждая из которых подсоединена к отдельному приемнику. Данный метод является затратным в части необходимого оборудования, однако он не требует дополнительных затрат ресурсов канала связи (полоса частот).

*Частотное разнесение* – достигается за счет одновременной работы на различных несущих частотах и является затратным в части используемых полос частот. Значения частот выбираются, чтобы подканалы были некоррелированы.

*Поляризационное разнесение* – достигается таким расположением между собой приемных и передающих антенн, при котором они имеют противоположную линейную поляризацию друг к другу. Две приемные антенны подсоединяются к двум разным приемникам. В данном случае обеспечивается разнесение на два подканала.

*Временное разнесение* – сигнал с выхода (входа) модулятора запоминается и передается каналом связи  $M$  раз через интервал повторения  $T_{\text{повт}}$ . На выходе из приемника сигналы сдвинуты во времени. Выбором интервала  $T_{\text{повт}}$  можно обеспечить, чтобы сигналы были некоррелированными.

Обработкой разнесенных сигналов необходимо из них сформировать результирующий сигнал, который будет подаваться на вход демодулятора. Методы обработки разнесенных сигналов:

- *автовывбор сигнала* – на вход демодулятора подается сигнал с максимальным значением SNR;
- *линейное сложение сигналов* – выполняется взаимное фазирование сигналов с последующим их сложением;

– сложение сигналов с весом – выполняется взаимное фазирование сигналов с последующим их сложением с коэффициентами, пропорциональными значениям их SNR.

Дальнейшим развитием теории и практики систем передачи подвижной связи (по каналам с замираниями) явились системы MIMO – радиоканал образован несколькими передающими и несколькими приемными антеннами. Отличительной особенностью систем MIMO является применение пространственного кодирования, за счет которого повышается пропускная способность и помехоустойчивость системы передачи.

### 1.3. Радиоканалы

#### 1.3.1. Радиоканалы с постоянными параметрами

Рассмотрим обобщенную схему радиосистемы передачи (Рисунок 1.1), радиоканал которой содержит следующие узлы: радиопередатчик и передающая антенна; среда распространения радиоволн; приемная антенна и радиоприемник.

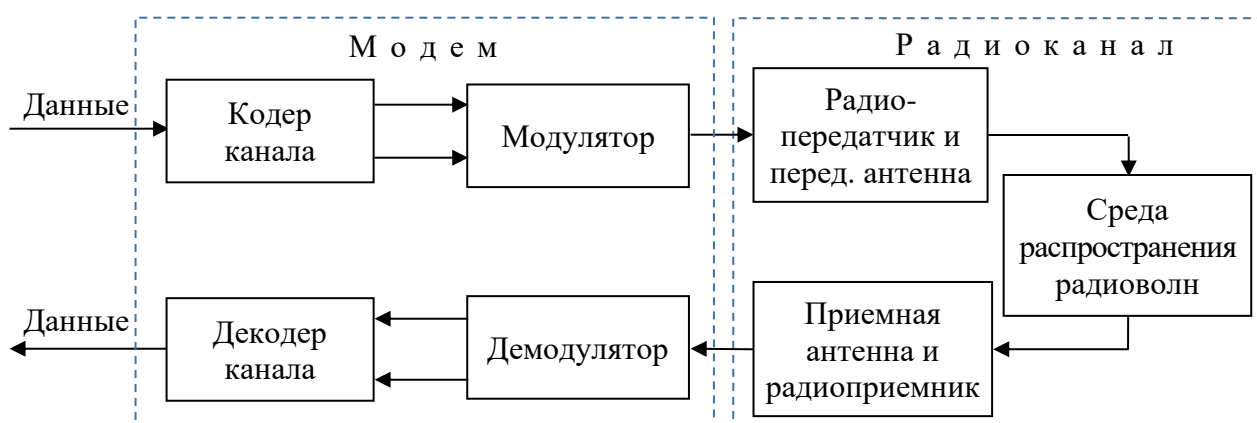


Рисунок 1.1 – Обобщенная схема радиосистемы передачи

С выхода радиоканала на вход демодулятора поступает сумма модулированного сигнала и шума:  $y(t) = s(t) + w(t)$ . Шум  $w(t)$  включает в себя шумы, возникающие в приемной антенне от внешних источников, и собственные шумы радиоприемника. В силу центральной предельной теоремы теории

вероятностей шум  $w(t)$  имеет гауссовское распределение вероятностей мгновенных значений. Априорно полагают, что спектр шума равномерный, по крайней мере, в полосе частот, используемой данной системой передачи. Количественно шум описывается величиной спектральной плотности мощности  $N_0$ . В целом радиоканал описывается отношением средних мощностей сигнала и шума  $P_s/P_n$  либо отношением энергии сигнала на бит к удельной мощности шума  $E_b/N_0$ . Относительно других параметров радиоканала считают:

а) радиосистема передачи фиксированной связи – расстояние между радиопередатчиком и радиоприемником не изменяется;

б) передающая и приемная антенны являются узконаправленными, поэтому эффект многолучевого распространения радиоволн от передающей антенны к приемной антенне отсутствует;

в) электрические схемы радиопередатчика и радиоприемника выполнены так, чтобы практически не проявлялись линейные и нелинейные искажения сигналов.

При этих условиях радиоканал является линейным, и его характеристики удовлетворяют условиям неискаженной передачи сигналов: АЧХ постоянна, а ФЧХ линейная в полосе частот передаваемого сигнала.

Как пример канала с постоянными параметрами, но с искажениями, рассмотрим канал, в котором изложенные условия неискаженной передачи не выполняются, тогда имеет место межсимвольная интерференция (МСИ). На рисунке 1.2 показан выход канала, не имеющего МСИ, а на рисунке 1.3 – выход канала с МСИ.

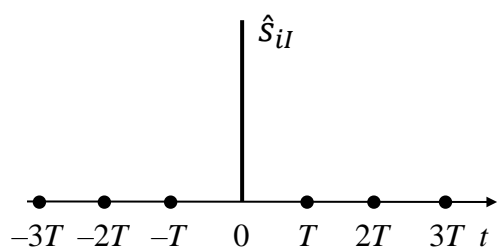


Рисунок 1.2 – Выход дискретизатора при отсутствии МСИ

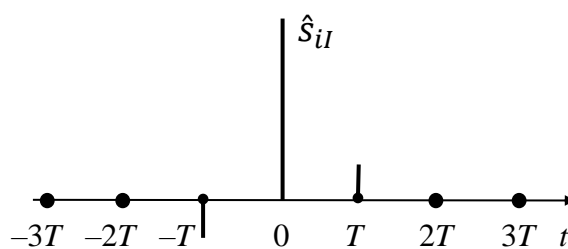


Рисунок 1.3 – Выход дискретизатора при наличии МСИ



МСИ является внутренней помехой при передаче сигналов. Отсчет обрабатываемого канального символа в момент 0 является полезным, а его отсчеты в моменты  $-T$  и  $T$  накладываются на отсчеты предыдущего и следующего канальных символов и являются для них помехой. Эта помеха снижает помехоустойчивость системы передачи. Для ослабления МСИ используют выравниватели [22], которые строятся на основе КИХ-фильтров. На вход выравнивателя подаются оценки  $\hat{s}_{iI}$  и  $\hat{s}_{iQ}$  (выходы демодулятора). Методы построения выравнивателей позволяют существенно уменьшить уровень МСИ. Если характеристики канала изменяются с течением времени, то используют адаптивные выравниватели.

В системах подвижной связи имеет место ярко выраженная многолучевость, параметры канала быстро изменяются, т.е. искажения сигнала сложные, зачастую выравниватели не позволяют хорошо корректировать характеристики канала [23].

### 1.3.2. Радиоканалы с переменными параметрами

Переменные параметры количественно описывают эффект многолучевого распространения радиоволн. В системах подвижной связи используются радиоволны длиной от 0,33 м до 0,06 м. Такие длины волн сопоставимы с геометрическими размерами объектов окружающей среды и, соответственно, имеют место значительные отражения от этих объектов, поэтому радиочастотный сигнал от передающей антенны может поступать в приемную антенну по нескольким путям. В итоге на приемную антенну может наводиться множество копий одного сигнала, каждая из которых имеет свою задержку и мощностью. Данные копии сигнала складываются. Следствием этого является то, что параметры сигнала на входе демодулятора – амплитуда и фаза, получают случайные приращения. Приращения фазы можно рассматривать как частотные сдвиги. Случайные изменения уровня сигнала на входе демодулятора получили

название замираний. Основными характеристиками замираний являются статистические характеристики амплитуды и фазы сигнала на выходе канала связи.

Распространенной моделью канала является следующая: различные копии сигнала имеют примерно одинаковые мощности, а сдвиги фаз имеют равномерное распределение вероятностей. При этом распределение вероятностей амплитуд сигнала на выходе канала описывается законом Релея (канал связи называют релеевским). Такая ситуация имеет место, когда нет прямой видимости между передающей и приемной антеннами. Если же имеет место прямая видимость между передающей и приемной антеннами (мощная основная копия сигнала), то распределение вероятностей амплитуд сигнала на выходе канала описывается законом Райса, который учитывает амплитудное значение основной копии сигнала. Если сравнивать помехоустойчивость в каналах с распределением Релея и распределением Райса при одинаковых средних SNR на входе демодулятора, то наиболее низкая помехоустойчивость имеет место в релеевском канале. При исследованиях помехоустойчивости в каналах с переменными параметрами в качестве модели канала принимают релеевский канал – получают оценку вероятности ошибки, которая является более объективной для сравнения различных методов передачи.

Замирания принято классифицировать на общие (гладкие) и частотно-селективные. При общих замираниях все частотные составляющие передаваемого сигнала получают практически одинаковые приращения амплитуд и начальных фаз. Такая ситуация имеет место при ширине спектра сигнала до нескольких десятков кГц. Это характерно для каналов низкоскоростной передачи данных и голосовой связи. Ослабление влияния общих замираний на помехоустойчивость системы передачи обеспечивается применением сложных сигналов с хорошими корреляционными свойствами и rake-приемника в демодуляторе.

При частотно-селективных замираниях отдельные частотные составляющие передаваемого сигнала получают разные приращения амплитуд и начальных фаз. Такие замирания имеют место в высокоскоростных каналах, имеющих полосы пропускания порядка единиц и десятков МГц.

Мобильность пользователей систем передачи, вдобавок, со сменной скоростью движения, обуславливает изменение структуры канала связи во времени и, как следствие, изменение значений параметров сигнала, т.е. такой канал связи является нестационарным.

Среднестатистически частотно-селективные нестационарные радиоканалы характеризуются так называемым временем когерентности  $T_{\text{ког}}$  и полосой когерентности  $F_{\text{ког}}$ .

Полоса когерентности  $F_{\text{ког}}$  является статистической мерой полосы частот, в которой канал пропускает все спектральные компоненты с приблизительно равным коэффициентом усиления и линейным изменением фазы.  $F_{\text{ког}}$  определяется, как  $F_{\text{ког}} \approx 1/T_m$ , где  $T_m$  – максимальная задержка распространения, после которой мощность многолучевого сигнала падает ниже определенного порогового уровня (на 10 или 20 дБ) относительно самого мощного компонента.

$F_{\text{ког}}$  в приблизительном соотношении определяется, как [8]:

–  $F_{\text{ког}} \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}$ , если комплексная частотная передаточная функция канала

имеет корреляцию не менее 0,9,

где  $\sigma_\tau$  – среднеквадратический разброс задержек в канале;

–  $F_{\text{ког}} \approx \frac{1}{5\sigma_\tau}$ , если комплексная частотная передаточная функция канала

имеет корреляцию не менее 0,5.

Время когерентности  $T_{\text{ког}}$  является интервалом времени, в течении которого отклик канала на синусоиду существенно инвариантен.  $T_{\text{ког}}$  в приблизительном соотношении определяется, как [8]:

$$T_{\text{ког}} = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0,423}{f_d}, \quad (1.1)$$

если отклики канала на синусоиды имеют корреляцию не менее 0,5,

где  $f_d = \frac{V}{\lambda}$  – расширение спектра Доплера (скорость замирания в канале);

$V$  – относительная скорость между передатчиком и приемником;

$\lambda$  – длина волны сигнала.

Скорость перемещения пользователей может составлять от единиц км/ч до сотен км/ч и, соответственно, значения времени когерентности и полосы когерентности изменяются в широких границах. При этом,  $F_{\text{ког}}$  устанавливает верхний предел, а  $f_d$  – нижний предел скорости передачи символов [8].

Условия, при которых канал не вносит частотно-селективных искажений и искажений, вызванных быстрым замиранием:

$$F_{\text{ког}} > \Delta F_s > f_d \quad \text{или} \quad T_m < T_s < T_{\text{ког}},$$

где  $\Delta F_s$  – ширина спектра сигнала, а  $T_s$  – длительность канального символа.

Случай 1. Если  $F_{\text{ког}} > \Delta F_s < f_d$  – быстрое замирание, при котором скорость передачи символов меньше скорости замирания в канале [12]. Методы борьбы:

- выбор методов модуляции, наиболее устойчивых в условиях быстрых замираний (избегать схем с контурами ФАПЧ);

- введение избыточности (код коррекции ошибок) (скорость передачи должна увеличиться до величины, превышающей скорость замирания в 100-200 раз [24]) и использование чередования;

- использование внутриполосного контрольного тона и контура стабилизации частоты.

Случай 2. Если  $F_{\text{ког}} < \Delta F_s > f_d$  – частотно-селективное замирание, при котором ширина полосы когерентности меньше скорости передачи символов. Методы борьбы: адаптивное выравнивание (эквалайзер Витерби), расширение спектра, OFDM, контрольный сигнал.

Случай 3. Если  $F_{\text{ког}} < \Delta F_s < f_d$  – быстрое и частотно-селективное замирание. Методы борьбы: меры, изложенные в случаях 1 и 2.

#### 1.4. Система MIMO как реализация разнесенного приема

Система MIMO позволяет существенно увеличить пропускную способность системы передачи без расширения используемой полосы при работе на одинаковых радиочастотах [25]-[26]. Расстояние между антеннами на передающей стороне

должно быть таким, чтобы взаимная корреляция сигналов на этих антеннах была минимальная. Такое же требование должно выполняться и на приемной стороне.

Каждая пара передающей и приемной антенн образует отдельный канал передачи (подканал) информации. В связи с этим, скорость передачи данных может увеличиваться пропорционально числу подканалов передачи. Обычно используется равное число передающих и приемных антенн. В передатчике демультимплексор разбивает цифровой поток на низкоскоростные подпотоки в соответствии с числом антенн. Пространственное разнесение обеспечивает слабую корреляцию подпотоков. Передаваемые подпотоки данных поступают на приемники, число которых соответствует количеству приемных антенн [12], [23].

Для каждого подпотока, с целью оптимальной пространственной обработки сигналов, необходимо обеспечить оценку его импульсной характеристики. Эта задача решается использованием псевдошумовых обучающих последовательностей. Это значительно усложняет алгоритмы обработки сигналов, увеличивая необходимый вычислительный ресурс системы.

Если канал распространения обладает эффектом многолучевого распространения (многолучевости), то системы MIMO будут иметь явное преимущество среди других систем беспроводной связи. Наряду с конфигурацией MIMO рассматриваются также: система с одним входом и одним выходом (англ. single input single output, сокр. SISO), система с одним входом и несколькими выходами (англ. single input multiple output, сокр. SIMO), система с несколькими входами и одним выходом (англ. multiple input single output, сокр. MISO) [25]. Системы MIMO повышают помехоустойчивость, снижают эффекты замираний сигналов и, как следствие, увеличивают пропускную способность системы передачи.

Технология MIMO применяется в стандартах IEEE 802.11g и IEEE 802.11n, обеспечивая скорость передачи данных до 50 Мбит/с и 300 Мбит/с соответственно, в мобильном WiMAX IEEE 802.16e (MIMO 2×2) – до 40 Мбит/с и стандарте IEEE 802.16m (MIMO 4×4), стандарте UMTS Rel. 6 и Rel. 7 поколения 3G, при скоростях

до 20 Мбит/с (HSPA) и до 40 Мбит/с (HSPA+) соответственно, в стандарте LTE поколения 4G, (MIMO до  $8 \times 8$ ) – 300 Мбит/с.

### 1.5. Методы построения систем MIMO

Метод *пространственного разнесения* рассмотрим на примере простого в реализации пространственно-временного блочного кодирования (ПВБК, английская аббревиатура – space-time block coding, сокр. STBC) [25].

На рисунке 1.4 изображена упрощенная схема системы с ПВБК – кодом Аламоути [2]. В этой схеме две передающие антенны и одна приемная. В кодер поступают два канальных символа  $s_1$  и  $s_2$  модуляции  $L$ -PSK. Первая передающая антенна за два тактовых интервала передаёт символы  $s_1$  и  $-s_2^*$ , а вторая передающая антенна, в те же тактовые интервалы, – символы  $s_2$  и  $s_1^*$ . На рисунке 1.4,  $h_1$  и  $h_2$  – канальные коэффициенты;  $s_1, s_2, h_1, h_2$  – комплексные числа.

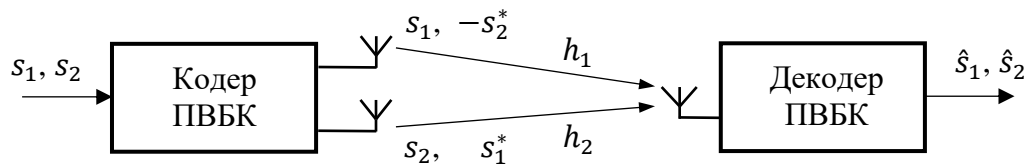


Рисунок 1.4 – Упрощенная схема системы с кодом Аламоути

Метод *пространственного мультиплексирования* заключается в следующем. Несколько антенн в одних и тех же полосах радиочастот одновременно передают различные данные, что увеличивает скорость передачи информации. Теоретически, пропускная способность линейно зависит от количества некоррелированных подканалов передачи. Данная технология используется в системе множественного доступа с пространственным разделением каналов – SDMA (Space Division Multiple Access). Рост пропускной способности пропорционален либо количеству абонентов, либо числу антенн базовой станции – зависит от того, какое из значений окажется меньшим. Однако, если канал распространения не обладает свойствами

многолучевости, то применение пространственного мультиплексирования не приведет к увеличению скорости передачи данных.

Использование метода формирования диаграммы направленности [27]-[28] предполагает знание информации о состоянии канала связи. Каждой антенной передаются одинаковые значения символов (пилот-сигналов) с учетом значений канальных коэффициентов. Таким образом, антенная решетка подстраивается под определенное значение SNR канала. Каждая антенна одновременно передает взвешенную комбинацию двух символов данных в том случае, если формирование диаграммы направленности оптимизировано для пространственного разнесения или пространственного мультиплексирования. В приемнике и передатчике расположены фильтры предварительной и последующей коррекции. Если характеристики канала связи (подканалов) изменятся, то канальные коэффициенты необходимо оценить заново. Значения канальных коэффициентов могут быть переданы передатчику от приемной стороны, где они будут оценены.

## 1.6. Методы описания систем MIMO

Пусть схема система MIMO имеет  $M$  передающих антенн и  $N$  приемных антенн. Канал связи между передающими и приемными антеннами описывается канальной матрицей  $\mathbf{H}$ .

Рассмотрим случай, когда частотные характеристики канала плоские – узкополосные каналы. Тогда принимаемые антеннами сигналы лишь ослаблены с задержкой во времени и сдвинуты по фазе. Каждый канальный коэффициент (не учитывая задержку) может быть описан комплексным числом – межканальная и межсимвольная интерференции отсутствуют, память канала отсутствует. Принимаемый сигнал каждой из  $N$  приемных антенн при передаче блока из  $L_b$  символов от  $M$  передающих антенн описывается формулой:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & \cdots & y_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{L_b1} & \cdots & y_{L_bN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & \cdots & s_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{L_b1} & \cdots & s_{L_bM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{11} & \cdots & w_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{L_b1} & \cdots & w_{L_bN} \end{bmatrix}, \quad (1.2)$$

где  $y_{in}$  – отсчет  $i$ -го символа, принимаемого  $n$ -ой антенной;  $s_{in}$  – отсчет  $i$ -го канального символа, передаваемого  $m$ -ой антенной;  $h_{mn}$  – комплексный канальный коэффициент между  $m$ -ой передающей и  $n$ -ой приемной антенной;  $w_{in}$  – отсчет АБГШ. В матричной форме выражение (1.2) можно представить:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{S}\mathbf{H}^T + \mathbf{W}, \quad (1.3)$$

Канальные коэффициенты, образующие матрицу канала  $\mathbf{H}$ , можно записать в виде  $h_{mn} = a_{mn} \exp(j\theta_{mn})$ , где  $a_{mn}$  и  $\theta_{mn}$  являются модулем и фазой коэффициента передачи канала.

Задача приема сигналов состоит в том, чтобы минимизировать влияние канала ввиду ухудшения помехоустойчивости. Одним из способов, решающих эту задачу – найти такую матрицу  $\mathbf{G}$ , чтобы  $\mathbf{H}\mathbf{G} = \mathbf{I}$ , при  $M < N$  или  $\mathbf{G}\mathbf{H} = \mathbf{I}$ , при  $M \geq N$ . Каждая из приемных антенн принимает совокупность сигналов, излучаемых всеми передающими антеннами. Приемник разделяет подпотоки данных и получает оценку символов, которые были переданы. Предполагая, что приемнику известна информация о состоянии канала связи (канальная матрица  $\mathbf{H}$ ), то матрица  $\mathbf{G}$  может быть найдена как обратная матрица Мура-Пенроуза [29]:

$$\mathbf{G} = \begin{cases} (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H, & \text{если } M \geq N \\ \mathbf{H}^H (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}, & \text{если } M < N \end{cases} \quad (1.4)$$

Ранг  $R_H$  матрицы  $\mathbf{H}$ , определяет количество линейно независимых столбцов матрицы (количество независимых параллельных подканалов). Ранг матрицы всегда удовлетворяет  $R_H \leq \min(MN)$  – число полученных независимых подканалов матрицы  $\mathbf{H}$  всегда меньше или равно минимальному количеству антенн на передаче или приеме. Выражение (1.4) не является оптимальным решением и может привести к усилению шума.

Информация о состоянии канала может быть известна на приеме (CSIR) и/или на передаче (CSIT). Для получения информации о состоянии канала связи на приеме существует три основные схемы: обучающие последовательности (пилот-сигналы), полуслепая и слепая оценка канала. При использовании пилот-сигналов [30] (сигналы, априорно известные на приемной стороне), они сравниваются на приемной стороне с полученными сигналами. Результатом сравнения является



коэффициент передачи канала. Пилот-сигналы могут посылаться периодически или исходя из состояния канала связи. Слепой метод оценки [31] основан на знании приемником о виде (типе) модуляции и иных характеристиках передаваемого сигнала. Т.е. слепой метод обеспечивает работу по рабочему сигналу. Полуслепой метод объединяет методы обучающих пилот-сигналов и слепого метода. Пилот-сигналы передаются либо в начале сеанса связи [29]-[34] или периодически встраиваются в последовательность символов [35]-[40].

### 1.7. Сингулярное разложение и коэффициент состояния

Не любая среда передачи может подойти для эффективного использования системы MIMO. Если канал связи имеет один путь распространения (без переотражений – LoS [29]), то пропускная способность системы MIMO ухудшается. Воспользуемся методом сингулярного разложения матриц. Каждую  $M \times N$  матрицу  $\mathbf{H}$  можно разложить:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H, \quad (1.5)$$

где  $\mathbf{U}$  и  $\mathbf{V}$  – унитарные матрицы размерности  $M \times M$  и  $N \times N$ . Матрица  $\mathbf{\Sigma}$  – это диагональная матрица  $N \times M$  сингулярных значений  $\sigma_i$  матрицы  $\mathbf{H}$ . Если матрица  $\mathbf{V}$  известна на передаче (CSIT), а матрица  $\mathbf{U}$  на приеме (CSIR), то вектор символов перед отправкой можно умножить на  $\mathbf{U}^H$ , а принятый вектор умножить на матрицу  $\mathbf{V}$ . Таким образом, многолучевой канал MIMO преобразуется в  $R_H$  независимых каналов SISO с коэффициентами усиления  $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{R_H}$  (Рисунок 1.5). Чем больше различие между сингулярными значениями, тем подканалы более коррелированы. Наименьшее сингулярное значение будет в наибольшей степени влиять на значение BER. Коэффициент состояния  $k$  – это соотношение между наибольшим и наименьшим сингулярными значениями. Коэффициент состояния определяется:

$$k = \frac{\max(\sigma_i)}{\min(\sigma_i)}. \quad (1.6)$$

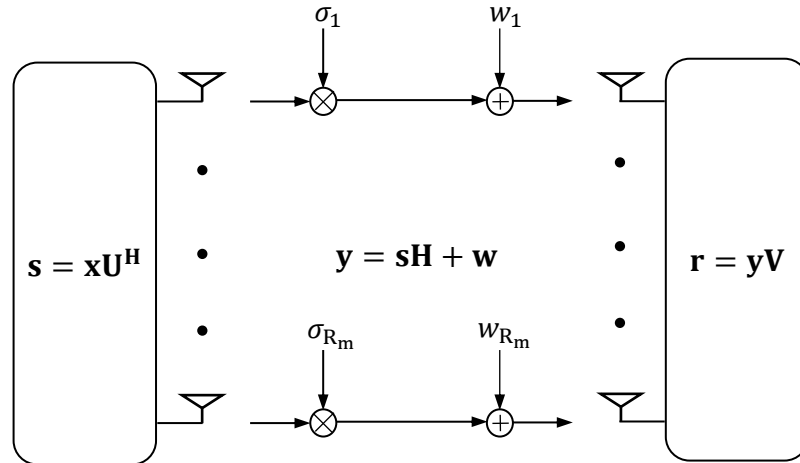


Рисунок 1.5 – Распараллеливание MIMO-канала при помощи сингулярного разложения

Пропускная способность канала MIMO определена в работе [41], где показано, что она в значительной степени определяется сингулярными значениями. Следует также отметить, что, если состояние канала известно на передаче (CSIT), то передатчик может усилить сигнал в определённом подканале, и таким образом увеличить пропускную способность.

## 1.8. Пространственно-временные коды

### 1.8.1. Скорость кода

Как отмечалось в подразделе 1.1, частотная эффективность и энергетическая эффективность системы передачи являются главными показателями при разработке и исследовании новых методов передачи. Энергетическая эффективность будет исследована в последующих главах работы. В этом подразделе исследуется частотная эффективность пространственно-временного кодирования (ПВК).

На вход пространственно-временного (ПВ) кодера поступает последовательность информационных символов, каждый из которых несет  $l$  бит. Величина  $l$  определяется числом уровней модулированного сигнала  $L$ :

$$l = \log_2 L.$$

В системе с ПВК последовательность информационных бит разделяется на  $M$  параллельных блоков длиной по  $L_b$  бит, и кодируется ПВ кодом. Затем каждый блок излучается своей передающей антенной. ПВК можно представить в виде матрицы, в которой строки соответствуют передающим антеннам, а столбцы – временным интервалам передачи:

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1K_t} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2K_t} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ S_{M1} & S_{M2} & \cdots & S_{MK_t} \end{pmatrix}, \quad (1.7)$$

где  $s_{mk}$  – символ ПВ кода, излучаемый  $m$ -ой антенной на  $k$ -ом временном интервале.

Скорость пространственно-временного кода определяется отношением числа символов  $ML_b$  на входе ПВ кодера к числу ПВ символов  $MK_t$ , излучаемых передающими антеннами [42]:

$$R_{STC} = \frac{ML_b}{MK_t} = \frac{L_b}{K_t}. \quad (1.8)$$

По определению, частотная эффективность системы передачи оценивается

$$\gamma = \frac{R}{\Delta F_s}, \quad (1.9)$$

где  $R$  – скорость передачи данных, бит/с;  $\Delta F_s$  – минимальная полоса пропускания канала связи, достаточная для передачи без МСИ, Гц.

Минимальная полоса пропускания канала связи системы передачи с корректирующим кодом определяется

$$\Delta F_s = \frac{R}{R_{STC} \log_2 L}. \quad (1.10)$$

Окончательное соотношение для частотной эффективности системы передачи с ПВК имеет вид

$$\gamma = l R_{STC}, \quad \frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}}. \quad (1.11)$$

Таким образом, частотная эффективность определяется методом модуляции ( $l = \log_2 L$ ) и скоростью кода ( $R_{STC}$ ).

### 1.8.2. Виды пространственно-временных кодов

Пространственно-временные коды разделяют на ортогональные и неортогональные [25].

#### Ортогональные пространственно-временные коды

Рассмотрим ортогональный код Аламути [2] для систем ММО с двумя передающими и одной приемной антеннами. Принцип кодирования по Аламути показан на рисунке 1.6. Указанные символы  $s_1$ ,  $s_2$  и  $y_1$ ,  $y_2$  являются отсчетами комплексных огибающих.

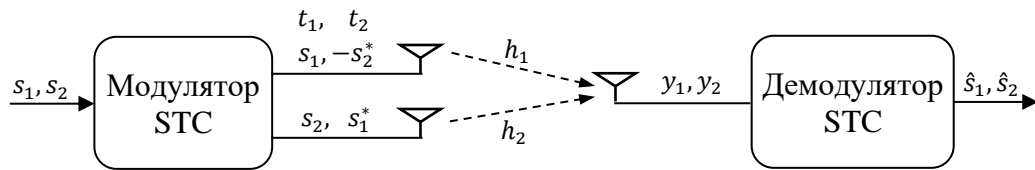


Рисунок 1.6 – Структурная схема системы ММО 2×1

Последовательность информационных символов разбивается на блоки по два символа. Образованная следующим образом порождающая (канальная) матрица передается через две антенны за два временных интервала:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}, \quad (1.12)$$

где  $s_1$ ,  $s_2$  – комплексные информационные символы;  $s_1^*$ ,  $s_2^*$  – комплексно-сопряженные значения символов  $s_1$ ,  $s_2$ . Строки являются векторами  $|s_1 \quad -s_2^*|$  и  $|s_2 \quad s_1^*|$ . Их скалярное произведение:

$$|s_1 \quad -s_2^*| |s_2 \quad s_1^*|^* = s_1 s_2^* - s_2^* s_1 = 0, \quad (1.13)$$

из чего можно сделать вывод, что в матрице (1.12) строки взаимно ортогональны. Аналогично можно убедиться, что взаимно ортогональны и столбцы матрицы (1.12).

Скорость кода Аламути  $R_{STC} = 1$ , так как за  $K_t = 2$  временных интервала передаются  $L_b = 2$  символа.

Обозначив канальные коэффициенты  $h_1$  и  $h_2$ , можно составить систему уравнений для отсчетов сигналов на входе приемника в моменты  $t_1$  и  $t_2$ :

$$\begin{cases} y_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + w_1 \\ y_2 = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + w_2 \end{cases} \quad (1.14)$$

где  $y_i$ ,  $i = 1, 2$  – отсчеты принимаемого сигнала на  $i$ -м временном интервале;

$w_i$  – отсчеты АБГШ на входе декодера на  $i$ -м временном интервале.

Предположим, что осуществляется когерентный прием и известны комплексные канальные коэффициенты. Систему уравнений (1.14) можно переписать в виде их линейных комбинаций:

$$\begin{cases} h_1^* y_1 + h_2 y_2^* = (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* w_1 + h_2 w_2^* \\ h_2^* y_1 - h_1 y_2^* = (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 - h_1^* w_2^* + h_2 w_1 \end{cases} \quad (1.15)$$

Из последних уравнений видно, что, комбинируя отсчеты сигналов  $y_1$  и  $y_2$  можно получить два уравнения, в которые входят отдельно символы  $s_1$  и  $s_2$ .

Поэтому для символов  $s_1$  и  $s_2$  можно записать уравнения:

$$\begin{cases} s_1 = \frac{h_1^* y_1 + h_2 y_2^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2} - \frac{h_1^* w_1 + h_2 w_2^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \\ s_2 = \frac{h_2^* y_1 - h_1 y_2^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2} + \frac{h_1^* w_2^* - h_2 w_1}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \end{cases} \quad (1.16)$$

Оценки переданных символов, при использовании критерия максимального правдоподобия [43], находятся минимизированием квадратов норм векторов невязки:

$$\left\| s_1 - \frac{h_1^* y_1 + h_2 y_2^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \right\|^2 \text{ и } \left\| s_2 - \frac{h_2^* y_1 - h_1 y_2^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \right\|^2. \quad (1.17)$$

Вычисляются мягкие оценки переданных символов

$$\begin{cases} \hat{s}_1 = \frac{h_1^* y_1 + h_2 y_2^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \\ \hat{s}_2 = \frac{h_2^* y_1 - h_1 y_2^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2} \end{cases} \quad (1.18)$$

а затем производится перебор по минимальному расстоянию возможных значений символов созвездия модуляции. Количество арифметических операций для вычисления оценок прямо пропорционально количеству передающих антенн, то есть алгоритм демодуляции оптимален по критерию максимального правдоподобия (ML) и обладает в этом случае линейной вычислительной сложностью.

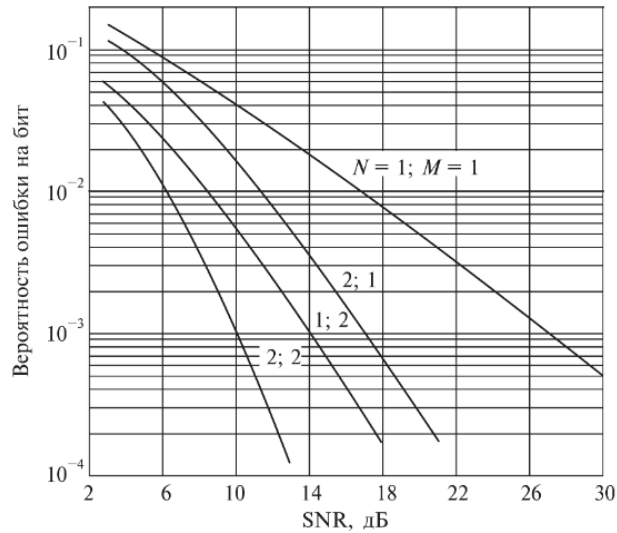


Рисунок 1.7 – Зависимость  $P_{\text{ош}}$  от SNR

На рисунке 1.7 [25] показаны зависимости вероятности ошибок бит  $P_{\text{ош}}$  от SNR для случаев системы  $1 \times 1$  (SISO) и схемы Аламоути с различным количеством приемных и передающих антенн, при использовании модуляции QPSK; канал связи с релейскими замираниями. Под SNR понимается отношение  $P_s/2\sigma^2$ , где  $2\sigma^2$  – дисперсия комплексного гауссовского шума,  $P_s$  – средняя мощность сигнала на входе демодулятора, то есть  $P_s = E \left\{ \sum_{j=1}^M |h_{ij}|^2 \right\}$ , где  $E\{\dots\}$  – операция вычисления математического ожидания.

Из рисунка 1.7 видно, что схема Аламоути обеспечивает энергетический выигрыш около 7 дБ по сравнению с традиционной системой SISO, за счет разнесения каналов связи на передаче. Разнесение осуществляется благодаря свойству ортогональности порождающей матрицы Аламоути (1.12):

$$\mathbf{S} \cdot \mathbf{S}^H = (|s_1|^2 + |s_2|^2) \mathbf{I}_N, \quad (1.19)$$

где  $\mathbf{I}_N$  – единичная матрица.

Если порождающая матрица  $\mathbf{S}$  удовлетворяет условию:

$$\mathbf{S} \cdot \mathbf{S}^H = k \mathbf{I}_N, \quad (1.20)$$

где  $k$  – константа, то этот код является ортогональным. Таким образом, при его использовании будет обеспечиваться демодуляция символов по критерию максимального правдоподобия с линейной вычислительной сложностью, прямо пропорциональной числу передающих антенн [42].

Учитывая это условие, необходимо отметить, что ортогональных кодов для систем с числом передающих антенн более 2 со скоростью  $R_{STC} = 1$  [42] не существует. При использовании трех или четырех передающих антенн, скорость ортогональных кодов не может превышать  $3/4$ . Далее показан пример порождающей ортогональной матрицы для  $M = 4$  [25], [42]:

$$\begin{pmatrix} s_1 & -s_2^* & s_3^* & 0 \\ s_2 & s_1^* & 0 & s_3^* \\ s_3 & 0 & -s_1^* & -s_2^* \\ 0 & s_3 & s_2 & -s_1 \end{pmatrix}. \quad (1.21)$$

Порождающая матрица ортогонального кода для  $M = 3$  может быть получена путем удаления любой строки матрицы (1.21) [42].

При  $M \geq 5$ , скорость кода не превышает  $1/2$  [42]. Для  $M = 5$ , порождающая матрица:

$$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & 0 & s_4 & 0 & 0 & s_5 & 0 & s_6 & s_7 & s_8 & s_9 & s_{10} & 0 \\ s_2^* & -s_1^* & 0 & s_3 & 0 & -s_4 & 0 & 0 & s_5 & -s_7^* & s_6^* & s_9^* & -s_8^* & 0 & -s_{10} \\ s_3^* & 0 & -s_1^* & -s_2 & 0 & 0 & -s_4 & -s_7^* & -s_6 & 0 & s_5^* & -s_{10}^* & 0 & s_8^* & -s_9 \\ s_4^* & 0 & 0 & 0 & -s_1^* & s_2 & s_3 & -s_9^* & s_8 & -s_{10}^* & 0 & 0 & s_5^* & s_6^* & s_7 \\ 0 & s_5^* & -s_6^* & s_7 & s_8^* & -s_9 & s_{10} & -s_2^* & s_1 & s_3^* & 0 & -s_4^* & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (1.22)$$

Применяя ортогональное пространственно-временное кодирование возможно получить высокий энергетический выигрыш по сравнению с системами SISO. Ввиду того, что скорость ортогональных кодов не может превышать 1, частотная эффективность систем передачи получается относительно невысокой.

### Неортогональные пространственно-временные коды

Увеличения частотной эффективности и пропускной способности каналов связи можно достичь, используя неортогональные ПВ коды.

Скорость неортогональных кодов может достигать значения количества передающих антенн  $M$ , то есть блок символов  $L_b = K_t M$  передается за  $K_t$  временных интервалов. Как показано на рисунке 1.8 [44], входной поток данных разделяется на  $M$  подпотоков, которые модулируются отдельными несущими.

Порождающая матрица имеет следующий вид:

$$\begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_M \end{pmatrix}. \quad (1.23)$$

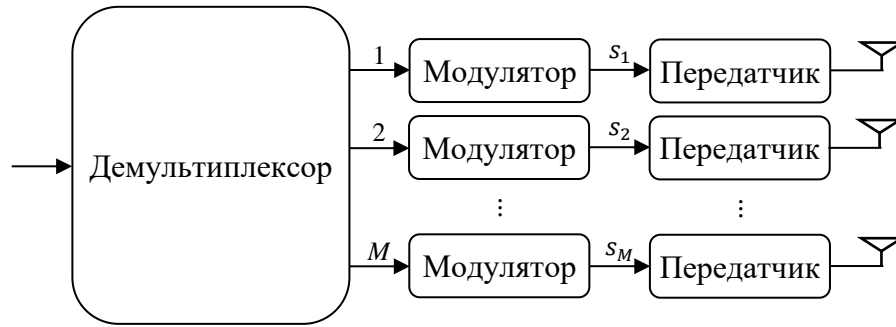


Рисунок 1.8 – Схема кодирования V-BLAST [45]-[49]

Стандарт IEEE 802.16e для случая  $M = 2$  использует следующий неортогональный код (код «С» [50]):

$$\frac{1}{\sqrt{1+r^2}} \begin{bmatrix} s_1 + jrs_4 & rs_2 + s_3 \\ s_2 - rs_3 & jrs_1 + s_4 \end{bmatrix}, \quad (1.24)$$

где  $r = \frac{\sqrt{5}-1}{2}$ .

Скорость этого кода равна числу передающих антенн [51].

На рисунке 1.9 [25] приведены кривые помехоустойчивости для схемы  $2 \times 2$  и QPSK при демодуляции методом максимального правдоподобия и кодировании V-BLAST и кодом «С». Применение кода «С» обеспечивает увеличение помехоустойчивости системы связи по сравнению с V-BLAST. Однако применение кода «С» приводит к увеличению вычислительного ресурса системы для обработки сигналов при демодулировании [42].

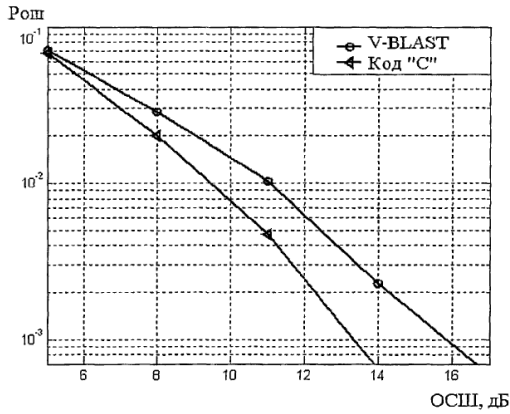
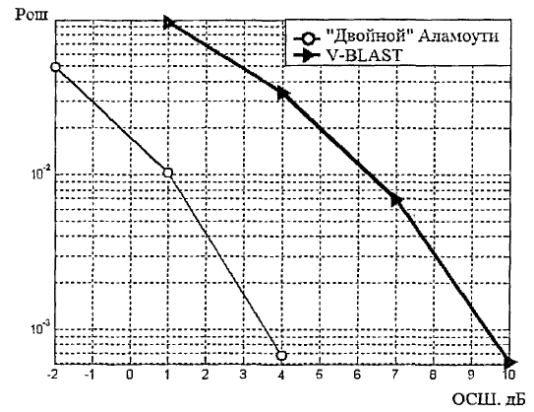
Как разновидность кода Аламути, существует «двойной» код Аламути [52] ( $M = 4$ ), его порождающая матрица:

$$\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \\ s_3 & -s_4^* \\ s_4 & s_3^* \end{bmatrix}. \quad (1.25)$$

Матрица состоит из двух частей (блоков), каждая из которых является матрицей Аламути. Скорость данного кода равна 2.

На рисунке 1.10 [25] приведены кривые помехоустойчивости для схемы  $4 \times 4$  и QPSK при демодуляции методом максимального правдоподобия и кодировании V-BLAST и «двойной» код Аламути.



Рисунок 1.9 – Зависимость  $P_{ош}$  от SNRРисунок 1.10 – Зависимость  $P_{ош}$  от SNR

Из графика видно, что помехоустойчивость «двойного» кода Аламоути со скоростью 2 превышает на 5 дБ помехоустойчивость кода V-BLAST со скоростью 4 (при  $P_{ош}=10^{-2}$ ). Таким образом, использование кода с более высокой скоростью приводит к увеличению частотной эффективности и снижению энергетической эффективности.

Исходя из сравнения ортогональных и неортогональных кодов, необходимо отметить, что неортогональные коды эффективно применять в каналах связи с высоким значением SNR. Платой за повышение частотной эффективности является усложнение процедур обработки в приемнике. Использование неортогональных кодов (не выполняется условие (1.20)) не обеспечивает необходимого разнесения передаваемых сигналов, а это приводит к снижению энергетической эффективности системы MIMO [42].

В стандартах IEEE 802.16e [53], IEEE 802.11n [54] и 3GPP Release 8 [55], рекомендуются для использования пространственно-временные коды обоих видов – ортогональные и неортогональные (Приложение 1). Проанализировав Приложение 1, очевидно, что большинство рекомендуемых пространственно-временных кодов – неортогональные.

### Дифференциальные пространственно-временные коды

Принципиальным отличием данного вида ПВК от перечисленных является то, что для своей реализации он не требует знания канальной матрицы  $\mathbf{H}$  на приемной стороне. Это достигается за счет использования метода относительной передачи – фазоразностной модуляции (ФРМ), принцип которой вкратце

рассмотрим. Полезная информация закладывается в разность фаз  $\varphi_i$  двух последовательно передаваемых сигналов созвездия

$$x_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \left[ f_0 t + \frac{2\pi i}{L} \right], \text{ при } 0 \leq t \leq T, i = 1, \dots, L.$$

Каждая разность фаз соответствует определенному передаваемому блоку двоичных символов. Канальные символы ФРМ –  $s_i$ , задаются с помощью относительного кодирования следующим образом:

$$s_i = s_{i-1} x_i. \quad (1.26)$$

Первым передается канальный символ  $s_0 = 1$ , который не несет пользовательской информации и задает начальное условие итерационного процесса, который описывается в (1.26).

Для демодуляции необходимо вычислить разность фаз между двумя соседними принятыми канальными символами:

$$\hat{\varphi}_i = \arg(y_i y_{i-1}^*). \quad (1.27)$$

Следовательно, оценка разности фаз  $\hat{\varphi}_i$  зависит только от значений фаз двух последовательно переданных символов и не зависит от значений канальных коэффициентов (коэффициентов передачи канала).

Несмотря на это необходимо отметить, что ФРМ имеет энергетические потери порядка 3 дБ, которые связаны с тем, что для восстановления переданной информации необходимо два принятых соседних символа  $y_i$  и  $y_{i-1}$ . Оба эти символа подвержены влиянию помех и шума канала связи. Условием, которому должен отвечать канал связи для ФРМ – незначительные изменения состояния канала связи на интервале передачи двух соседних символов. Важно, что несоблюдение этого условия при передаче одного символа приведет к ошибочному детектированию не более двух передаваемых символов и не станет причиной размножения ошибок [11]-[12].

Распространим принцип ФРМ для случая ПВБК.

Рассмотрим сигнальное созвездие  $L$ -PSK. Канальные символы математически описываются соотношением

$$x_i = \frac{1}{\sqrt{M}} \exp\left(\frac{2\pi i j}{L}\right), \text{ при } i = 1, 2, \dots, L, \quad (1.28)$$

где  $M$  – количество передающих антенн.

Передаваемая последовательность бит на каждом из интервалов передачи разбивается на блоки длиной по  $Mn$  бит (где  $n = \log_2 L$ ) и отображается сигналами созвездия  $x_1, x_2, \dots, x_L$ , из которых формируется информационная матрица  $\mathbf{X}_k$ , удовлетворяющая условию ортогональности:

$$\mathbf{X}_k^H \mathbf{X}_k = (\sum_{l=1}^L |x_l|^2 \mathbf{I}_N). \quad (1.29)$$

Информационная матрица  $\mathbf{X}_k$  выбирается из конечного множества  $\mathbf{Q}$  исходя из соответствующего битового блока данных следующим образом.

Множество  $\mathbf{Q}$  формируется исходя их количества передающих антенн  $M$ , позиционности модуляции  $L$  и условия ортогональности (1.29). Количество матриц  $\mathbf{X}_k$ , содержащихся в множестве  $\mathbf{Q}$  равно  $L^M$ .

Например, если  $M=2$  и BPSK, то получим следующее множество  $\mathbf{Q}$ :  
 $\mathbf{X}_1 = \begin{pmatrix} x_1 & -x_1^* \\ x_1 & x_1^* \end{pmatrix}; \quad \mathbf{X}_2 = \begin{pmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{pmatrix}; \quad \mathbf{X}_3 = \begin{pmatrix} x_2 & -x_1^* \\ x_1 & x_2^* \end{pmatrix}; \quad \mathbf{X}_4 = \begin{pmatrix} x_2 & -x_2^* \\ x_2 & x_2^* \end{pmatrix}.$  Если символ  $x_1$  соответствует переданному 0, а  $x_2 = 1$ , то, соответственно, матрица  $\mathbf{X}_1$  будет соответствовать передаче 00,  $\mathbf{X}_2 = 01$  и т.д.

Каждому временному интервалу передачи  $t$  соответствует канальная матрица  $\mathbf{S}_t$ , которая определяется

$$\mathbf{S}_{t+1} = \mathbf{S}_t \mathbf{X}_{t+1}. \quad (1.30)$$

В качестве начального значения передается опорная матрица  $\mathbf{S}_0$ , которая не содержит информации о передаваемых данных. Таким образом, происходит последовательная передача матриц [56]:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_0 &= \mathbf{X}_0 = \frac{1}{\sqrt{M}} \mathbf{I}, \\ \mathbf{S}_1 &= \mathbf{S}_0 \mathbf{X}_1 = \mathbf{X}_0 \mathbf{X}_1, \\ \mathbf{S}_2 &= \mathbf{S}_1 \mathbf{X}_2 = \mathbf{X}_0 \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_2, \\ &\dots \\ \mathbf{S}_t &= \mathbf{S}_{t-1} \mathbf{X}_t = \mathbf{X}_0 \mathbf{X}_1 \dots \mathbf{X}_t, \\ \mathbf{S}_{t+1} &= \mathbf{S}_t \mathbf{X}_{t+1} = \mathbf{X}_0 \mathbf{X}_1 \dots \mathbf{X}_t \mathbf{X}_{t+1}. \end{aligned} \quad (1.31)$$

На приемной стороне имеем последовательность матриц  $\mathbf{Y}_0, \mathbf{Y}_1, \dots, \mathbf{Y}_t, \mathbf{Y}_{t+1}$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_t &= \mathbf{H}\mathbf{S}_t + \mathbf{W}_t \\ \mathbf{Y}_{t+1} &= \mathbf{H}\mathbf{S}_{t+1} + \mathbf{W}_{t+1} = \mathbf{Y}_t\mathbf{X}_{t+1} + \mathbf{W}, \end{aligned}$$

где  $\mathbf{W} = \mathbf{W}_{t+1} - \mathbf{W}_t\mathbf{X}_{t+1}$ . Заметим, что при передаче, как было отмечено ранее, предполагается стационарность состояния канала связи ( $\mathbf{H}_t \approx \mathbf{H}_{t+1}$ ) на интервале передачи двух соседних матриц  $\mathbf{S}$ .

Затем, применяя детектор максимального правдоподобия (МП), определяются восстановленные переданные информационные матрицы  $\mathbf{X}_k$ :

$$\hat{\mathbf{X}}_{t+1} = \arg \min_{\mathbf{X}_k \in \mathcal{Q}} \|\mathbf{Y}_{t+1} - \mathbf{Y}_t\mathbf{X}_k\|, \quad (1.32)$$

где  $\|\cdot\|$  – норма Фробениуса, например  $\|\mathbf{A}\| = \sqrt{\sum_{i,j} |a_{i,j}|^2}$ .

### 1.9. Методы демодуляции сигналов пространственно-временного кодирования

Как уже было сказано выше, в случае ортогональных пространственно-временных кодов, количество арифметических операций декодирования прямо пропорционально количеству передающих антенн. При неортогональном кодировании алгоритм МП значительно усложняется.

Для демодуляции, необходимо решить систему уравнений (1.14), но так как в системе уравнений присутствует случайная компонента в виде гауссовского шума  $w$ , то традиционные методы решения систем линейных уравнений в данном случае могут привести к ошибкам [57].

Существуют различные методы оценки переданных символов: метод обнуления (ZF), метод минимума среднеквадратической ошибки (МСКО), метод последовательного исключения демодулированных компонент (SIC), метод максимального правдоподобия (ML), метод сферического декодирования (СД) и другие [42].

### 1.9.1. Методы обнуления и минимума среднеквадратической ошибки

Наиболее простым является метод обнуления. Оценка переданных символов определяется:

$$\hat{\mathbf{s}} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{Y}. \quad (1.33)$$

Данный метод не учитывает шум в канале связи, ввиду чего он обладает невысокой помехоустойчивостью. Метод МСКО учитывает наличие шума и демонстрирует лучшие результаты:

$$\hat{\mathbf{s}} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{Y}. \quad (1.34)$$

Число арифметических операций, требуемых для демодуляции по методу МСКО, пропорционально  $M^3$ . Система V-BLAST  $4 \times 4$  при использовании 16QAM выполняет около 500 операций на интервале одного информационного символа – 100 мкс (длительность символа в системе IEEE 802.16e [53]).

### 1.9.2. Метод последовательного исключения демодулированных компонент

Лучшие характеристики, по сравнению с методами ZF и МСКО, показывает метод SIC, который выполняет последовательное исключение демодулированных компонент из принятого сигнала (Рисунок 1.11).

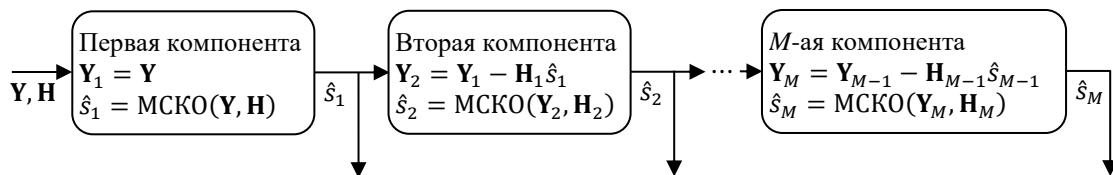


Рисунок 1.11 – Алгоритм SIC

Первыми демодулируются компоненты сигналов с наибольшей мощностью. На каждой итерации по методу МСКО вычисляется «жесткая» оценка наиболее мощной компоненты, переданной  $i$ -й антенной, которая затем вычитается из принятого сигнала.

На первом шаге вычисляется матрица МСКО:

$$\mathbf{B}_1 = (\mathbf{H}^* \mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^*. \quad (1.35)$$

Демодуляция символов, осуществляется в следующем порядке:

$$k_i = \arg \min_j |(\mathbf{B}_i)_j|^2, \quad (1.36)$$

где  $k_i$  – номер антенны, сигнал которой демодулируется на  $i$ -м шаге;  $(\mathbf{B}_i)_j$  –  $j$ -я строка матрицы МСКО, вычисленной на  $i$ -м шаге, причем  $j \notin \{k_1, \dots, k_{i-1}\}$ .

Для вычисления последующей мягкой оценки  $k_i$ -й компоненты сигнала используется  $k_i$ -я строка матрицы  $\mathbf{B}_i$ :

$$\alpha_{k_i} = \{(\mathbf{B}_i)_{k_i}\}^T \mathbf{r}_i, \quad (1.37)$$

где  $\mathbf{r}_i$  – вектор принятого сигнала, скорректированный на  $i$ -й итерации. На первой итерации  $\mathbf{r}_1 = \mathbf{Y}$ . На следующих итерациях  $\mathbf{r}_i$ , вычисляется после нахождения жесткой оценки  $s_{k_i}$ :

$$\hat{s}_{k_i} = Q(\alpha_{k_i}), \quad (1.38)$$

где  $Q(\cdot)$  – операция определения жесткой оценки символа как ближайшей точки сигнального созвездия модуляции  $L$ -QAM.

После этого, корректируется вектор принятых символов для последующей итерации:

$$\mathbf{y}_{i+1} = \mathbf{y}_i - s_{k_i}(\mathbf{H})_{k_i}, \quad (1.39)$$

где  $(\mathbf{H})_{k_i}$  –  $k_i$ -я строка матрицы  $\mathbf{H}$ .

Для следующей итерации необходимо вычислить новую матрицу МСКО:

$$\mathbf{B}_{i+1} = (\mathbf{H}_{k_i}^* \mathbf{H}_{k_i} + 2\sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}_{k_i}^*, \quad (1.40)$$

где  $(\cdot)^*$  – операция комплексного сопряжения;

$\mathbf{H}_{k_i}$  – матрица  $\mathbf{H}$ , из которой исключаются столбцы  $k_1, k_2, \dots, k_i$ , соответствующие детектированным на предыдущих шагах символам.

Вычисления (1.37)-,(1.40) повторяются, пока не будут демодулированы все компоненты информационных символов.

Количество необходимых арифметических операций для демодулирования данным методом пропорционально  $M^4$ . Для системы  $4 \times 4$  V-BLAST при модуляции 16QAM количество операций на интервале, равном длительности одного символа 100 мкс [53], составляет порядка 4000.

Метод SIC имеет существенный недостаток – размножение ошибок. Ошибка демодуляции одной из компонент может привести к ошибкам демодуляции на всех последующих итерациях. Кроме того, метод не позволяет учитывать точность оценивания символов на предыдущих итерациях, что не позволяет достичь высоких характеристик демодуляции.

### 1.9.3. Метод максимального правдоподобия

Наиболее эффективным методом по своим характеристикам является метод максимального правдоподобия.

Вычисление оптимальных оценок по критерию максимального правдоподобия обеспечивается минимизацией квадрата нормы вектора [43]:

$$\|\mathbf{Y} - \mathbf{HS}\|^2 \rightarrow \min. \quad (1.41)$$

Оценка информационных символов находится путем полного перебора всех комбинаций вектора  $\mathbf{s}$  из множества его возможных значений:

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{Y} - \mathbf{HS}\|^2. \quad (1.42)$$

Вычислительная сложность этого алгоритма экспоненциально растет при увеличении числа передающих антенн  $M$  и пропорциональна величине  $K^M$ . Это является главным недостатком данного метода. Реализовать этот метод в реальном времени для системы V-BLAST при  $M = 4$  и модуляции 16QAM на базе существующих вычислительных средств довольно проблематично. В данном случае, на интервале длительности одного информационного символа 100 мкс [53] необходимо осуществить перебор  $16^4 = 65536$  комбинаций символов. Количество арифметических операций в этом случае будет превышать 10 миллионов.

### 1.9.4. Метод сферического декодирования

Идея сферического декодирования (SD) состоит в уменьшении количества перебираемых комбинаций, путем ограничения их числа некоторым

подмножеством комбинаций  $\mathbf{S}^d \subset \mathbf{S}$  [25], [58]-[59]. В пределах подмножества  $\mathbf{S}^d$  кодовое расстояние (расстояние Хемминга [8]) от каждой из комбинаций до первоначальной оценки вектора  $\mathbf{s}$  не превышает величины  $d$ , т.е. находится в пределах «сферы поиска» с радиусом  $d$ .

На первом этапе вычисляется первая оценка вектора  $\mathbf{s}$ , например, по методу ZF или МСКО (1.34), и задается начальный радиус сферы поиска  $d$ . После этого осуществляется поиск оценки, минимизирующей норму вектора невязки (1.41). В случае необходимости, на последующих этапах значение радиуса  $d$  может корректироваться в сторону увеличения или уменьшения.

Исходя из этого, качество демодуляции вектора  $\mathbf{s}$  зависит от радиуса сферы  $d$ . Чем больше радиус, тем выше достоверность оценки. Однако, при увеличении  $d$ , увеличивается и размер проверяемого подмножества векторов  $\mathbf{S}^d$ , а, следовательно, и вычислительная сложность алгоритма SD.

Недостатком этого алгоритма является случайная вычислительная сложность, которая зависит от значения SNR в канале связи [25], [58]-[59]. При низких значениях SNR, вычислительная сложность алгоритма SD может совпадать с вычислительной сложностью алгоритма ML. Это затрудняет аппаратную реализацию SD [60], так как ограничение вычислительной сложности в аппаратных средствах приводит к деградации характеристик алгоритма.

## 1.10. Выводы

1) При исследованиях и разработке новых радиосистем передачи актуальными являются не только задачи достижения высоких показателей энергетической и частотной эффективности, но и задачи обеспечения низких показателей энергопотребления и стоимости аппаратуры. Поэтому актуальными являются задачи оптимизации методов передачи и алгоритмов обработки сигналов в модемах не только по показателям энергетической и частотной эффективности, но и по показателям вычислительной сложности.



2) В системах ММО используется разнесение на передаче и на приеме, реализуемое фазируемыми антенными решетками. Высокая эффективность систем ММО достигается применением пространственно-временного кодирования. Кодирование дополнительно к пространственному разнесению обеспечивает временное разнесение. В литературе разработаны методы математического описания систем ММО, позволяющие исследовать методы пространственно-временного кодирования. Эффективная обработка сигналов на передаче и на приеме требует знания канальной матрицы  $\mathbf{H}$ . Процессы определения этой матрицы могут существенно усложнять оборудование.

3) Для каналов связи с медленными замираниями, в которых максимальный доплеровский сдвиг частоты  $f_d$  меньше ширины спектра сигнала  $\Delta F_s$ , а длительность канального символа  $T_s$  меньше времени когерентности  $T_{\text{ког}}$ , можно считать, что коэффициенты канальной матрицы  $\mathbf{H}$  практически совпадают на соседних временных интервалах кодовых блоков. В таких каналах можно применить дифференциальное пространственно-временное кодирование, при котором нет необходимости определять канальную матрицу и, тем самым, существенно упростить оборудование.

4) Для большинства систем передачи с ПВК важнейшим параметром является скорость кода, определяющая частотную эффективность системы передачи. Сравнение ортогональных и неортогональных ПВК показывает, что более высокую частотную эффективность можно получить при использовании неортогональных кодов. Ортогональные коды имеют скорость равную 1.

5) Проведено сравнение следующих методов вычисления оценок переданных символов: метод ZF, метод МСКО, метод SIC, метод ML и метод SD. Наибольшую помехоустойчивость обеспечивает метод ML, но при наибольшей сложности. При методе SD помехоустойчивость ниже, чем при методе ML, но ниже и сложность алгоритма демодуляции, возможны обмены «сложность алгоритма» – «характеристика помехоустойчивости». Методы ZF и МСКО характеризуются более низкой сложностью алгоритма и более низкой помехоустойчивостью среди рассмотренных методов.

б) Для реализации описанных систем передачи с ПВК необходима информация о состоянии каналов связи, то есть матрицы  $\mathbf{H}$ . Для оценки канала связи необходимо затратить ресурс системы – передавать известные на приемной стороне пилот-сигналы. Эта мера является вынужденной и ухудшает эффективность использования радиочастотного спектра [8]. Поэтому в этой работе исследуется перспективная система передачи, не требующая от приемника и/или передатчика знания информации о состоянии канала связи.

В настоящем разделе был рассмотрен метод модуляции ФРМ, который имеет свойство – работа при отсутствии информации о состоянии канала связи. Также был рассмотрен способ расширения принципа ФРМ для систем с ПВБК – ДПВБК. Однако данные коды имеют существенный недостаток – высокая вычислительная сложность. Выражается это в том, что на каждом такте необходимо осуществить перебор по формуле (1.32) всех матриц  $\mathbf{X}_k$  из множества  $\mathbf{Q}$ .

В этой связи, в следующей главе разрабатываются и исследуются ортогональные дифференциальные пространственно-временные блочные коды, обеспечивающие высокую помехоустойчивость и приемлемую вычислительную сложность (для снижения сложности аппаратуры).

## ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ КОДОВ

### 2.1. О возможности применения ДПВБК в системах передачи подвижной СВЯЗИ

В подразделе 1.3 обсуждены основные параметры радиоканалов подвижной связи – это полоса когерентности  $F_{\text{ког}}$  и время когерентности  $T_{\text{ког}}$ . Для того, чтобы можно было считать, что коэффициенты канальной матрицы  $\mathbf{H}$  практически совпадают на соседних временных интервалах  $\mathbf{H}_{t-1} \approx \mathbf{H}_t$ , необходимо выполнение условия [61]

$$T_{\text{ког}} \gg T_s \cdot K_s \cdot 2, \quad (2.1)$$

где  $K_s$  – длина блока кода. График зависимости времени когерентности  $T_{\text{ког}}$  от частоты для различных относительных скоростей  $V$  приведен на рисунке 2.1.

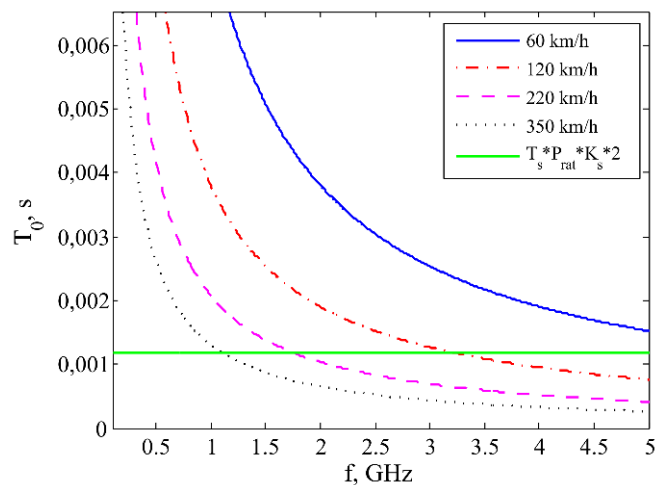


Рисунок 2.1 – Зависимости  $T_{\text{ког}}$  от  $f$  при различной  $V$

На рисунке 2.1 горизонтальной линией обозначена граница значения времени когерентности  $T_{\text{ког}} = T_s \cdot P_{\text{rat}} \cdot K_s \cdot 2$ , где  $P_{\text{rat}} = 100$  – принятое защитное отношение (неравенство (2.1)), выбираемое исходя из условий канала связи. Данная граница была рассчитана исходя из входных данных:  $R_b = 1024$  кбит/с;  $L = 8$ ;  $K_s = 2$ . Таким образом, все случаи, лежащие выше этой границы, – применимы.

Если, согласно приведенных данных, рассчитать изменение фазы сигнала, приходящееся на один символ [8]

$$\Delta\theta = \frac{f_d \cdot 360}{R_b}, \quad (2.2)$$

то получим следующие зависимости (Рисунок 2.2).

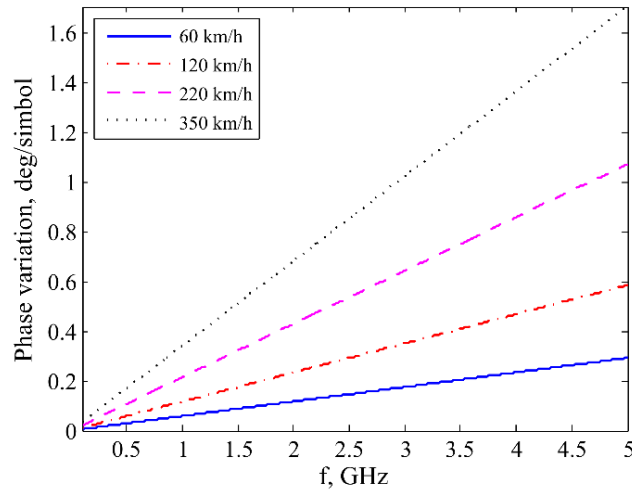


Рисунок 2.2 – Зависимости  $\Delta\theta$  от  $f$  при различной  $V$

Если далее проанализировать, то для выполнения неравенства (2.1) существует ограничение по минимальному значению скорости передаваемого потока данных  $R_b$  [61]:

$$R_b = \frac{l \cdot P_{rat} \cdot K_S \cdot 2}{T_{кор}}. \quad (2.3)$$

По формуле (2.3) построим соответствующие зависимости (Рисунок 2.3).

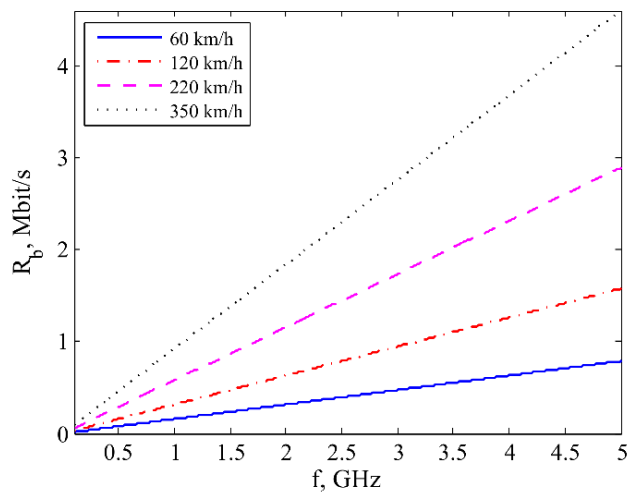


Рисунок 2.3 – Зависимости  $R_b$  от  $f$  при различной  $V$

Таким образом, если соотношения (2.1) и (2.3) соблюдаются, то для схемы ДПВБК каналные коэффициенты  $h_{m,n}$  можно считать постоянными и пренебречь индексом времени  $t$  матрицы  $\mathbf{H}_t$ .

Например, при скорости  $V = 120$  км/ч и частоте несущей  $f = 900$  МГц, расширение Доплера  $f_d = 100$  Гц, время когерентности  $T_{\text{ког}} = 4,23$  мс. Метод модуляции 8PSK, пространственно-временной код (1.12) с длиной блока кода  $K_t = 4$ . Тогда длительность канального символа  $T_s = \log_2 L/R$ , длительность блока кода  $T_{\text{бл}} = K_t T_s$ . Подстановка чисел дает  $T_{\text{бл}} = 0,1$  мс. Длительность блока кода значительно меньше времени когерентности, что говорит о возможности применения дифференциального пространственно-временного кодирования. Аналогично можно провести проверки при других исходных данных.

## 2.2. Особенности применения модели системы MIMO

Система MIMO с  $M$  передающими и  $N$  приемными антеннами представлена в общем виде на рисунке 2.4.

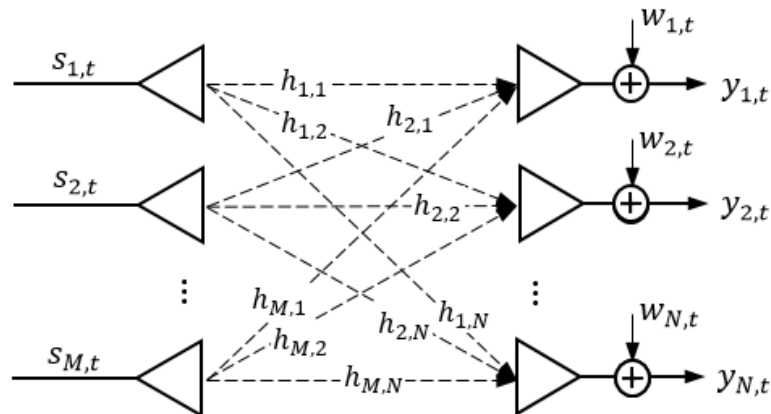


Рисунок 2.4 – Блок-схема системы MIMO

В момент времени  $t$  на  $n$ -й вход ПВ декодера поступает отсчет сигнала:

$$y_{n,t} = \sum_{m=1}^M h_{m,n} s_{m,t} + w_{n,t}, \text{ при } n = 1, \dots, N, \quad (2.4)$$

где  $h_{m,n}$  – коэффициенты передачи канала связи от  $m$ -го выхода ПВ кодера до  $n$ -го входа ПВ декодера. Эти коэффициенты являются некоррелированными комплексными гауссовскими случайными величинами с законом распределения

$N(0,1)$  (математическое ожидание равно 0, среднеквадратическое отклонение равно 1) (что соответствует некоррелированным релеевским замираниям);  $s_{m,t}$  – отсчет сигнала от  $m$ -го выхода ПВ кодера в момент времени  $t$ ;  $w_{n,t}$  – комплексный отсчет АБГШ с законом распределения  $N(0, \sigma_\omega^2)$ . Уравнение определяет модель наблюдаемого сигнала для систем ММО.

Следует отметить, что суммарная средняя мощность передаваемых сигналов должна быть равна 1:

$$\sum_{m=1}^M |s_{m,t}|^2 = 1, \text{ для всех } t. \quad (2.5)$$

Используем матричную форму записи для анализа системы ММО:

$$\mathbf{Y}_t = \mathbf{H}_t \mathbf{S}_t + \mathbf{W}_t, \quad (2.6)$$

где  $t$  – является индексом времени для матриц;  $\mathbf{Y}_t$  – принимаемая матрица (отсчетов) размером  $N \times 1$ ;  $\mathbf{H}_t$  – матрица канальных коэффициентов  $N \times M$ ;  $\mathbf{S}_t$  – передаваемая канальная матрица  $M \times 1$ , а  $\mathbf{W}_t$  – матрица АБГШ  $N \times 1$ .

### 2.3. Метод ДПВБК. Алгоритм кодирования

Структурная схема кодера ДПВБК приведена на рисунке 2.5 [61]-[64] и построена на принципах ФРМ [11], [18]-[19]. Передаваемая информация содержится в разности между последовательно передаваемыми канальными матрицами  $\mathbf{S}_p$ . Данное решение имеет главное преимущество ФРМ – отсутствие необходимости наличия в приемнике информации о состоянии канала связи.

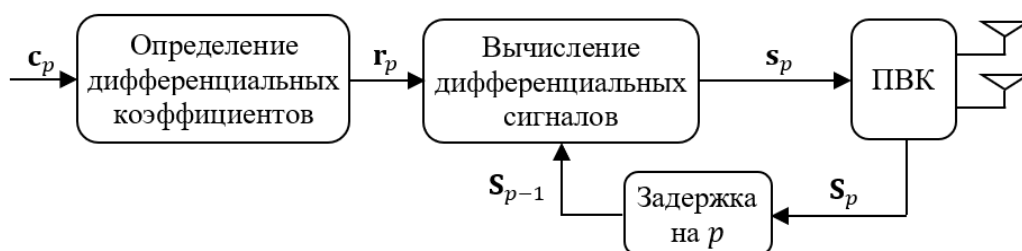


Рисунок 2.5 – Структурная схема кодера ДПВБК

Рассмотрим работу предлагаемого метода кодирования. Передаваемая последовательность бит на каждом интервале передачи  $p$  разбивается на группы по

$Ml$  бит –  $\mathbf{c}_p = (c_1, c_2, \dots, c_{Ml})_p$ . Затем, по таблице состояний кодера, составленной ранее (будет представлена далее), исходя из комбинаций  $\mathbf{c}_p$  и предыдущих переданных значений дифференциальных символов  $\mathbf{s}_{p-1} = (s_1, s_2, \dots, s_M)_{p-1}$  (матрица  $\mathbf{S}_{p-1}$ ), рассчитываются следующие значения дифференциальных символов  $\mathbf{s}_p = (s_{M+1}, s_{M+2}, \dots, s_{2M})_p$  (принадлежат созвездию  $L$ -PSK) согласно следующему правилу дифференциального кодирования:

$$\mathbf{s}_p = \mathbf{r}_p \mathbf{S}_{p-1}^T, \quad (2.7)$$

где  $\mathbf{r}_p$  – вектор комплексных дифференциальных коэффициентов,  $\mathbf{r}_p = (R_1, R_2, \dots, R_M)_p$ ;  $\mathbf{S}_{p-1}$  – комплексная ортогональная канальная матрица, составленная из символов  $\mathbf{s}_{p-1} = (s_1, s_2, \dots, s_M)_{p-1}$  и удовлетворяющая условию ортогональности (2.8) (при этом порядок разнесения на передаче будет равен числу передающих антенн  $M$ ).

$$\mathbf{S} \cdot \mathbf{S}^H = \mathbf{I}, \quad (2.8)$$

Если матрица  $\mathbf{S}$  имеет вид  $\mathbf{S} = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{pmatrix}$  (при  $M=2$ ), то вектор  $\mathbf{s}_1 = (s_1 \quad -s_2^*)$  излучается первой антенной, а вектор  $\mathbf{s}_2 = (s_2 \quad s_1^*)$  – второй. Заметим, что векторы  $\mathbf{s}_1$  и  $\mathbf{s}_2$  являются взаимно ортогональными, т.е. их скалярное произведение равно нулю:

$$\mathbf{s}_1 \cdot \mathbf{s}_2^H = (s_1 \quad -s_2^*)(s_2 \quad s_1^*)^H = s_1 s_2^* - s_2^* s_1 = 0 \quad (2.9)$$

Следует отметить, что для выполнения правила дифференциального кодирования (2.7) также необходимо обеспечить соблюдение условия (2.5), в том числе и для значений вектора комплексных дифференциальных коэффициентов  $\mathbf{r}_p = (R_1, R_2, \dots, R_M)_p$ .

Возможные значения дифференциальных коэффициентов  $R_1, R_2, \dots, R_i$  образуют созвездие  $\mathbf{R}$ , а их наборы  $(R_1, R_2, \dots, R_M)_d$ , каждый из которых соответствует комбинации входных бит  $c_1, c_2, \dots, c_{Ml}$ , образуют множество  $\mathbf{R}_{all}$ . Количество этих наборов равно числу состояний кодера  $D = L^M$ , которое определяется, исходя из возможных комбинаций входных бит  $c_1, c_2, \dots, c_{Ml}$ , числа передающих антенн  $M$  и позиционности применяемой модуляции  $L$ .

Таким образом, дифференциальные символы  $\mathbf{s}_p = (s_{M+1}, s_{M+2}, \dots, s_{2M})_p$  содержат передаваемую информацию бит  $\mathbf{c}_p = (c_1, c_2, \dots, c_M)_p$ .

### 2.3.1. Формирование таблицы состояний кодера

Таблица состояний кодера формируется следующим образом [61], [64]. Исходными параметрами являются: применяемый вид и позиционность модуляции  $L$ -PSK и число передающих антенн  $M$ . Исходя из этих параметров рассчитываются количество бит, передаваемых на тактовом интервале  $M \cdot \log_2 L$ ; количество строк таблицы или число состояний кодера  $D = L^M$ . Зная позиционность  $L$ -PSK  $(s_1, s_2, \dots, s_L)$ , таблица заполняется координатами канальных символов, как показано в таблице 3.1, после чего рассчитывают значения дифференциальных коэффициентов  $R_1, R_2, \dots, R_M$  по формуле  $\mathbf{r}_p = \mathbf{s}_p \mathbf{S}_{p-1}^*$ .

Необходимо отметить, что вид применяемой модуляции (PSK) выбран ввиду необходимости соблюдения условий (2.5) и (2.8), которые, в свою очередь, не будут выполняться в случае применения, например, модуляции QAM.

Приведем пример составления таблицы состояний кодера для случая  $M = 2$ , модуляции QPSK и при  $s_1 = 0,5 + 0,5j$ ,  $s_2 = 0,5 - 0,5j$ :

Таблица 2.1 – Таблица состояний кодера

$d$	$c_1$	$c_2$	$c_3$	$c_4$	$s_3$	$s_4$	$R_1$	$R_2$
1	0	0	0	0	$0,5+0,5j$	$0,5+0,5j$	1	0
2	0	0	0	1	$0,5+0,5j$	$0,5-0,5j$	$0,5-0,5j$	$0,5-0,5j$
3	0	0	1	0	$0,5+0,5j$	$-0,5+0,5j$	$0,5+0,5j$	$-0,5-0,5j$
4	0	0	1	1	$0,5+0,5j$	$-0,5-0,5j$	0	$-j$
5	0	1	0	0	$0,5-0,5j$	$0,5+0,5j$	$0,5-0,5j$	$-0,5+0,5j$
6	0	1	0	1	$0,5-0,5j$	$0,5-0,5j$	$-j$	0
7	0	1	1	0	$0,5-0,5j$	$-0,5+0,5j$	0	-1
8	0	1	1	1	$0,5-0,5j$	$-0,5-0,5j$	$-0,5-0,5j$	$-0,5-0,5j$
9	1	0	0	0	$-0,5+0,5j$	$0,5+0,5j$	$0,5+0,5j$	$0,5+0,5j$
10	1	0	0	1	$-0,5+0,5j$	$0,5-0,5j$	0	1
11	1	0	1	0	$-0,5+0,5j$	$-0,5+0,5j$	$j$	0
12	1	0	1	1	$-0,5+0,5j$	$-0,5-0,5j$	$-0,5+0,5j$	$0,5-0,5j$
13	1	1	0	0	$-0,5-0,5j$	$0,5+0,5j$	0	$j$
14	1	1	0	1	$-0,5-0,5j$	$0,5-0,5j$	$-0,5-0,5j$	$0,5+0,5j$
15	1	1	1	0	$-0,5-0,5j$	$-0,5+0,5j$	$-0,5+0,5j$	$-0,5+0,5j$
16	1	1	1	1	$-0,5-0,5j$	$-0,5-0,5j$	-1	0



Таким образом, существует взаимно однозначное соответствие между  $\mathbf{s}_{p-1}$ , комбинацией информационных бит  $\mathbf{c}_p$ , дифференциальными коэф.  $\mathbf{r}_p$  и  $\mathbf{s}_p$ .

Данным таблицы 2.1 соответствуют созвездия, приведенные на рисунке 2.6.

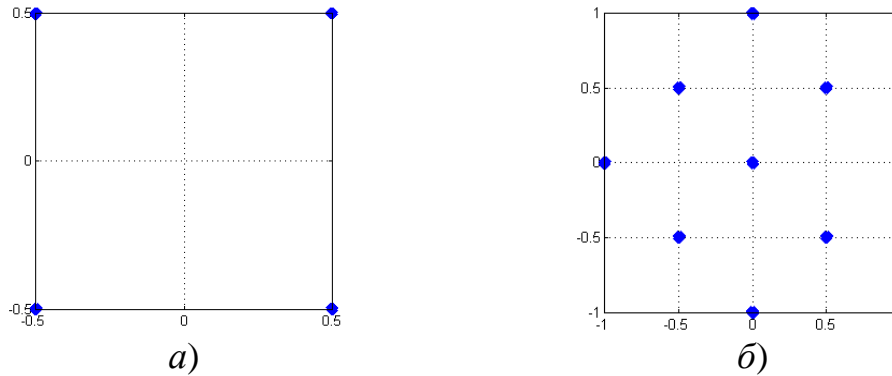


Рисунок 2.6 – Соответствующие созвездия:

а) модуляции QPSK; б) дифференциальных коэффициентов  $\mathbf{R}$ .

### 2.3.2. Схема кодирования для $M = 2$

Рассмотрим случай при  $M = 2$  и с использованием комплексного ортогонального кода Alamouti [2]. Порядок передачи символов отображен в таблице 2.2 [61]-[62], [64].

Таблица 2.2 – Порядок передачи символов

№	$t$	$t + 1$	$t + 2$	$t + 3$
Антенна 1	$s_1$	$-s_2^*$	$s_3$	$-s_4^*$
Антенна 2	$s_2$	$s_1^*$	$s_4$	$s_3^*$

Символы  $s_1$  и  $s_2$  могут принимать любые значения  $s_l$  сигнального созвездия  $L$ -PSK и передаются соответственно первой и второй антенной в момент времени  $t$ , а сигналы  $-s_2^*$  и  $s_1^*$  в момент  $t + 1$ . Переданная таким образом матрица  $\mathbf{S}_1 = \begin{pmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{pmatrix}$  не несет информации и является опорной. В момент времени  $t + 1$  кодер поступает блок  $Ml$  информационных бит, исходя из значений которых по таблице состояний кодера определяются два дифференциальных коэффициента  $R_1$  и  $R_2$ . После этого рассчитываются значения дифференциальных символов  $s_3$  и  $s_4$ :

$$\mathbf{s}_2 = \mathbf{r}_2 \mathbf{S}_1^T \rightarrow (s_3, s_4) = (R_1, R_2) \mathbf{S}_1^T. \quad (2.10)$$

В момент времени  $t + 2$  через первую и вторую антенны передаются символы  $s_3$  и  $s_4$  соответственно, а в момент  $t + 3$  – символы  $-s_4^*$  и  $s_3^*$ . Сигнальная матрица  $\mathbf{S}_2 = \begin{pmatrix} s_3 & -s_4^* \\ s_4 & s_3^* \end{pmatrix}$  несет информацию блока  $Ml$  информационных бит. После передачи матрицы  $\mathbf{S}_2$ , в кодер поступает очередной блок  $Ml$  бит и кодирование далее происходит по указанному алгоритму. Скорость кодирования равна 1.

### 2.3.3. Схема кодирования для $M = 4$

Применяя для  $M = 4$  действительную ортогональную форму [65], что предполагает использование модуляций типа BPSK или ASK, передача символов будет осуществляться согласно таблице 2.3 [61]-[62], [64]:

Таблица 2.3 – Порядок передачи символов

№	$t$	$t + 1$	$t + 2$	$t + 3$	$t + 4$	$t + 5$	$t + 6$	$t + 7$
Антенна 1	$s_1$	$s_2$	$s_3$	$s_4$	$s_5$	$s_6$	$s_7$	$s_8$
Антенна 2	$s_2$	$-s_1$	$-s_4$	$s_3$	$s_6$	$-s_5$	$-s_8$	$s_7$
Антенна 3	$s_3$	$s_4$	$-s_1$	$-s_2$	$s_7$	$s_8$	$-s_5$	$-s_6$
Антенна 4	$s_4$	$-s_3$	$s_2$	$-s_1$	$s_8$	$-s_7$	$s_6$	$-s_5$

Опорная матрица  $\mathbf{S}_1$  имеет вид

$$\mathbf{S}_1 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & -s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & -s_1 \end{pmatrix}. \quad (2.11)$$

Вектор дифференциальных символов определяется как  $\mathbf{s}_2 = \mathbf{r}_2 \mathbf{S}_1^T \rightarrow (s_5, s_6, s_7, s_8) = (R_1, R_2, R_3, R_4) \mathbf{S}_1^T$ , соответственно вектор дифференциальных коэффициентов –  $\mathbf{r}_2 = \mathbf{s}_2 \mathbf{S}_1^* \rightarrow (R_1, R_2, R_3, R_4) = (s_5, s_6, s_7, s_8) \mathbf{S}_1^*$ . Сигнальная матрица  $\mathbf{S}_2$  имеет вид

$$\mathbf{S}_2 = \begin{pmatrix} s_5 & s_6 & s_7 & s_8 \\ s_6 & -s_5 & -s_8 & s_7 \\ s_7 & s_8 & -s_5 & -s_6 \\ s_8 & -s_7 & s_6 & -s_5 \end{pmatrix}. \quad (2.12)$$

Применяя комплексную ортогональную форму [65], которая предполагает использование многопозиционной модуляции, получим:

$$\mathbf{S}_1^c = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & s_1^* & s_2^* & s_3^* & s_4^* \\ s_2 & -s_1 & -s_4 & s_3 & s_2^* & -s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 & s_3^* & s_4^* & -s_1^* & -s_2^* \\ s_4 & -s_3 & s_2 & -s_1 & s_4^* & -s_3^* & s_2^* & -s_1^* \end{pmatrix}, \quad (2.13)$$

$$\mathbf{S}_2^c = \begin{pmatrix} s_5 & s_6 & s_7 & s_8 & s_5^* & s_6^* & s_7^* & s_8^* \\ s_6 & -s_5 & -s_8 & s_7 & s_6^* & -s_5^* & -s_8^* & s_7^* \\ s_7 & s_8 & -s_5 & -s_6 & s_7^* & s_8^* & -s_5^* & -s_6^* \\ s_8 & -s_7 & s_6 & -s_5 & s_8^* & -s_7^* & s_6^* & -s_5^* \end{pmatrix}. \quad (2.14)$$

При этом, скорость кода равна 1/2.

В [65] приводится способ построения действительных ортогональных форм для произвольного числа передающих антенн со скоростью кода 1 и комплексных ортогональных форм со скоростью кода 1/2.

### 2.3.4. Применение древовидного кодирования

Рассмотрим реализацию древовидного кодирования [61]-[62], [64], которое осуществляется по алгоритму, показанному на рисунке 2.7 для случая  $M = 2$  и модуляции QPSK.

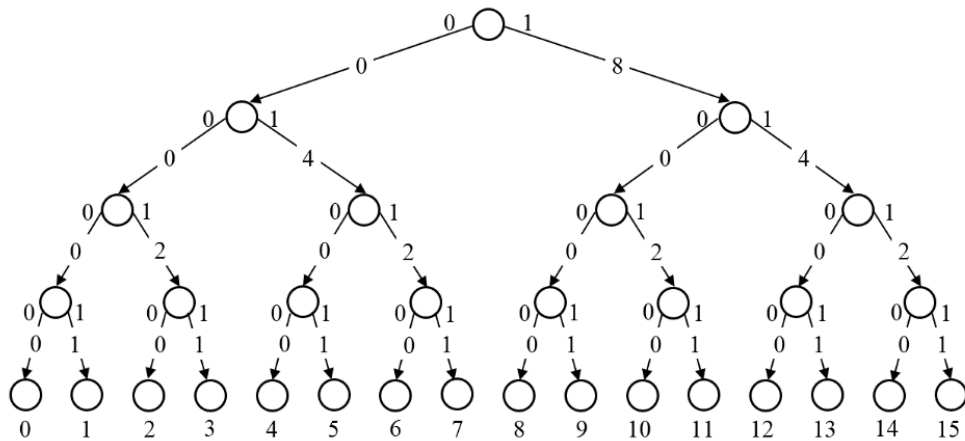


Рисунок 2.7 – Алгоритм древовидного кодирования

Исходя из того, что в данном случае  $Ml = 4$  бит, кодирование (определение значений  $\mathbf{r}_p = (R_1, R_2)_p$ ) осуществляется за четыре шага. Значения бит  $\mathbf{c}_p = (c_1, c_2, c_3, c_4)_p$  определяют путь от узла к узлу по ветвям. При перемещении по

каждой ветви происходит суммирование весов ветвей. Значение суммы с добавленной единицей указывает на номер состояния кодера  $d$ , исходя из которого определяются  $R_1$  и  $R_2$ . Таким образом, имея 4 входных бита, отсутствует необходимость производить перебор по всем возможным их вариантам ( $D = 16$ ) в таблице состояний кодера, что оптимизирует вычислительную нагрузку и скорость вычислений.

#### 2.4. Блок-схема метода ДПВБК

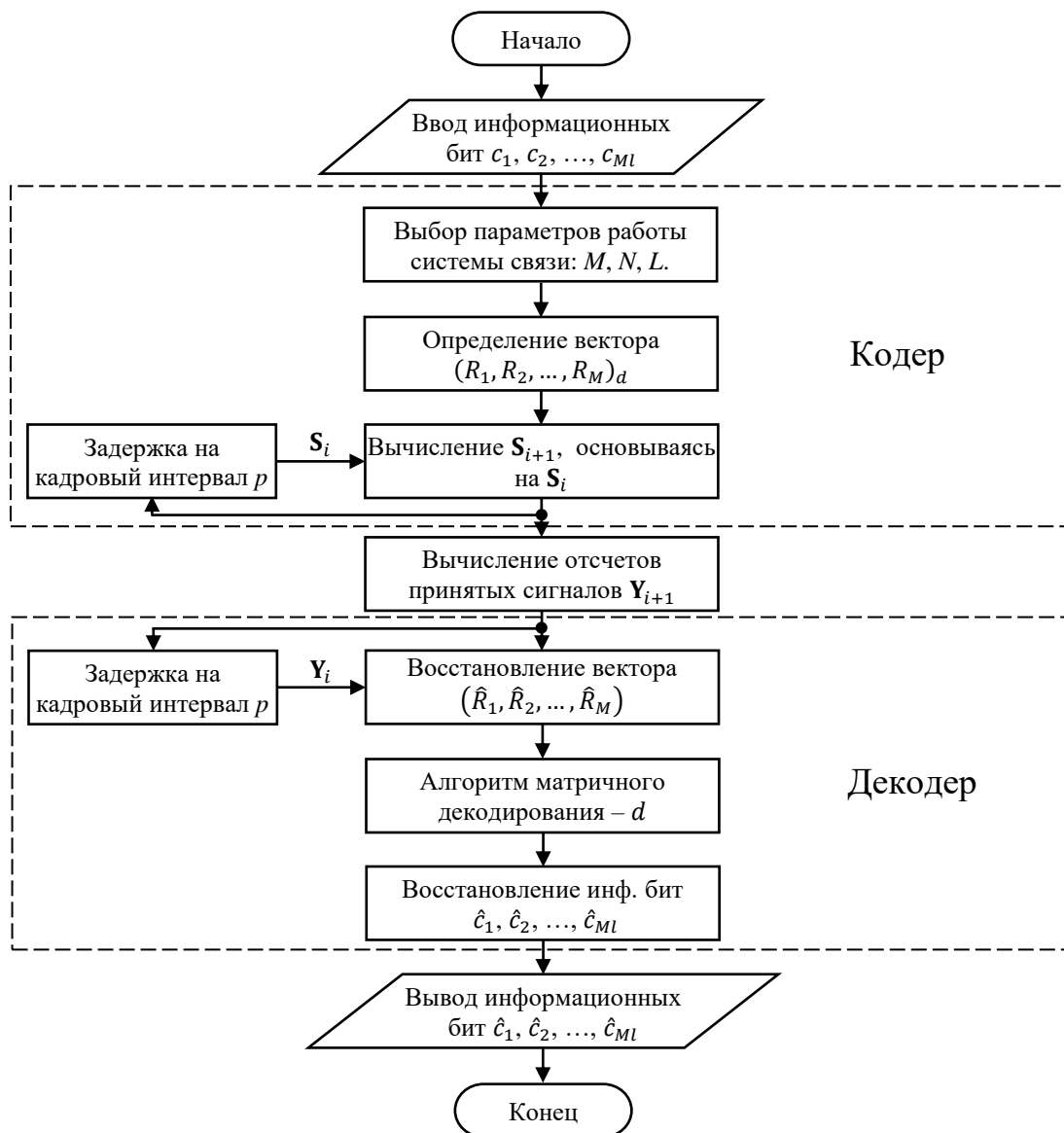


Рисунок 2.8 – Блок-схема разработанного метода ДПВБК

## 2.5. Метод ДПВБК. Алгоритм декодирования

### 2.5.1. Алгоритм декодирования для $M = 2$ и $N = 1$

Как видно из рисунка 2.4, на каждую из приемных антенн поступает совокупность сигналов, излучаемых всеми передающими антеннами. При этом предполагается, что все каналы распространения являются некоррелированными и, следовательно, достигается максимальное разнесение.

Принятые отсчеты сигналов в соответствующие моменты времени могут быть записаны как:

$$\begin{aligned} y_t &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + w_t, \\ y_{t+1} &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + w_{t+1}, \\ y_{t+2} &= h_1 s_3 + h_2 s_4 + w_{t+2}, \\ y_{t+3} &= -h_1 s_4^* + h_2 s_3^* + w_{t+3}. \end{aligned}$$

В матричной форме:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} y_t \\ y_{t+1} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_t \\ w_{t+1} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_1 = \mathbf{S}_1^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_1 \\ \begin{pmatrix} y_{t+2} \\ y_{t+3} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} s_3 & s_4 \\ -s_4^* & s_3^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_{t+2} \\ w_{t+3} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_2 = \mathbf{S}_2^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2 \end{aligned}$$

Тогда восстановленные значения дифференциальных коэффициентов определяются как [61]-[62], [64]:

$$\begin{pmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \end{pmatrix} = \frac{\begin{pmatrix} y_t^* & y_{t+1} \\ y_{t+1}^* & -y_t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_{t+2} \\ y_{t+3}^* \end{pmatrix}}{|y_t|^2 + |y_{t+1}|^2}.$$

Структурная схема декодера ДПВБК показана на рисунке 2.9.

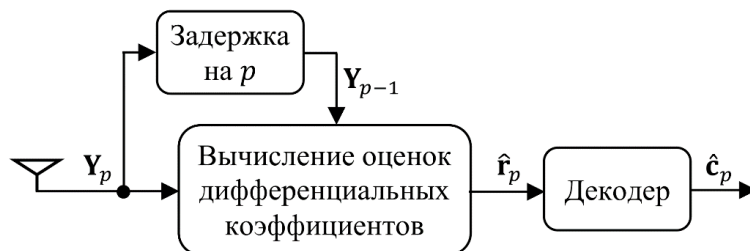


Рисунок 2.9 – Структурная схема декодера ДПВБК

### 2.5.2. Алгоритм декодирования для $M = 2$ и $N = 2$

Использованы следующие обозначения:  $y_1^t$  – верхний индекс определяет момент времени, а нижний – номер приемной антенны;  $\mathbf{Y}^{(1)}$  – верхний индекс в скобах  $\langle \cdot \rangle$  определяет номер столбца матрицы  $\mathbf{Y}$ .

$$\begin{pmatrix} y_1^t & y_2^t \\ y_1^{t+1} & y_2^{t+1} \end{pmatrix} = \mathbf{S}_1^T \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^t & w_2^t \\ w_1^{t+1} & w_2^{t+1} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_1 = \mathbf{S}_1^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_1,$$

$$\begin{pmatrix} y_1^{t+2} & y_2^{t+2} \\ y_1^{t+3} & y_2^{t+3} \end{pmatrix} = \mathbf{S}_2^T \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^{t+2} & w_2^{t+2} \\ w_1^{t+3} & w_2^{t+3} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_2 = \mathbf{S}_2^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2.$$

В этом случае восстановленные значения дифференциальных коэффициентов определяются как:

$$\begin{pmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \end{pmatrix} = \frac{\begin{pmatrix} (y_1^t)^* & y_1^{t+1} \\ (y_1^{t+1})^* & -y_1^t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1^{t+2} \\ (y_1^{t+3})^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} (y_2^t)^* & y_2^{t+1} \\ (y_2^{t+1})^* & -y_2^t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_2^{t+2} \\ (y_2^{t+3})^* \end{pmatrix}}{|\mathbf{Y}_1^{(1)}|^2 + |\mathbf{Y}_1^{(2)}|^2}.$$

### 2.5.3. Алгоритм декодирования для $M = 2$ и $N = 4$

$$\begin{pmatrix} y_1^t & y_2^t & y_3^t & y_4^t \\ y_1^{t+1} & y_2^{t+1} & y_3^{t+1} & y_4^{t+1} \end{pmatrix} = \mathbf{S}_1^T \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^t & w_2^t & w_3^t & w_4^t \\ w_1^{t+1} & w_2^{t+1} & w_3^{t+1} & w_4^{t+1} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_1 = \mathbf{S}_1^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_1,$$

$$\begin{pmatrix} y_1^{t+2} & y_2^{t+2} & y_3^{t+2} & y_4^{t+2} \\ y_1^{t+3} & y_2^{t+3} & y_3^{t+3} & y_4^{t+3} \end{pmatrix} = \mathbf{S}_2^T \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^{t+2} & w_2^{t+2} & w_3^{t+2} & w_4^{t+2} \\ w_1^{t+3} & w_2^{t+3} & w_3^{t+3} & w_4^{t+3} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_2 = \mathbf{S}_2^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2.$$

Восстановленные значения дифференциальных коэффициентов:

$$\begin{pmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \end{pmatrix} = \frac{\begin{pmatrix} (y_1^t)^* & y_1^{t+1} \\ (y_1^{t+1})^* & -y_1^t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1^{t+2} \\ (y_1^{t+3})^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} (y_2^t)^* & y_2^{t+1} \\ (y_2^{t+1})^* & -y_2^t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_2^{t+2} \\ (y_2^{t+3})^* \end{pmatrix}}{|\mathbf{Y}_1^{(1)}|^2 + |\mathbf{Y}_1^{(2)}|^2} + \frac{\begin{pmatrix} (y_3^t)^* & y_3^{t+1} \\ (y_3^{t+1})^* & -y_3^t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_3^{t+2} \\ (y_3^{t+3})^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} (y_4^t)^* & y_4^{t+1} \\ (y_4^{t+1})^* & -y_4^t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_4^{t+2} \\ (y_4^{t+3})^* \end{pmatrix}}{|\mathbf{Y}_1^{(3)}|^2 + |\mathbf{Y}_1^{(4)}|^2}$$

### 2.5.4. Алгоритм декодирования для $M = 4$ и $N = 1$

Предполагая использование модуляций типа BPSK или ASK, передача сигналов будет осуществляться ортогональными формами (2.11) и (2.12):

$$\begin{pmatrix} y_1^t \\ y_1^{t+1} \\ y_1^{t+2} \\ y_1^{t+3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ s_2 & -s_1 & -s_4 & s_3 \\ s_3 & s_4 & -s_1 & -s_2 \\ s_4 & -s_3 & s_2 & -s_1 \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^t \\ w_1^{t+1} \\ w_1^{t+2} \\ w_1^{t+3} \end{pmatrix};$$

$$\begin{pmatrix} y_1^{t+4} \\ y_1^{t+5} \\ y_1^{t+6} \\ y_1^{t+7} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_5 & s_6 & s_7 & s_8 \\ s_6 & -s_5 & -s_8 & s_7 \\ s_7 & s_8 & -s_5 & -s_6 \\ s_8 & -s_7 & s_6 & -s_5 \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^{t+4} \\ w_1^{t+5} \\ w_1^{t+6} \\ w_1^{t+7} \end{pmatrix}.$$

Соответственно,  $\mathbf{Y}_1 = \mathbf{S}_1^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_1$  и  $\mathbf{Y}_2 = \mathbf{S}_2^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2$ .

$$\begin{pmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \\ \hat{R}_3 \\ \hat{R}_4 \end{pmatrix} = \text{Re} \left( \frac{\begin{pmatrix} y_1^t & y_1^{t+1} & y_1^{t+2} & y_1^{t+3} \\ y_1^{t+1} & -y_1^t & y_1^{t+3} & -y_1^{t+2} \\ y_1^{t+2} & -y_1^{t+3} & -y_1^t & y_1^{t+1} \\ y_1^{t+3} & y_1^{t+2} & -y_1^{t+1} & -y_1^t \end{pmatrix}^* \mathbf{Y}_2}{|\mathbf{Y}_1|^2} \right).$$

В случае применения при кодировании комплексных ортогональных форм (2.13) и (2.14) принятые отсчеты сигналов определяются как:

$$\begin{pmatrix} y_1^t \\ y_1^{t+1} \\ y_1^{t+2} \\ y_1^{t+3} \\ y_1^{t+4} \\ y_1^{t+5} \\ y_1^{t+6} \\ y_1^{t+7} \end{pmatrix} = (\mathbf{S}_1^c)^T \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^t \\ w_1^{t+1} \\ w_1^{t+2} \\ w_1^{t+3} \\ w_1^{t+4} \\ w_1^{t+5} \\ w_1^{t+6} \\ w_1^{t+7} \end{pmatrix}; \quad \begin{pmatrix} y_1^{t+8} \\ y_1^{t+9} \\ y_1^{t+10} \\ y_1^{t+11} \\ y_1^{t+12} \\ y_1^{t+13} \\ y_1^{t+14} \\ y_1^{t+15} \end{pmatrix} = (\mathbf{S}_2^c)^T \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^{t+8} \\ w_1^{t+9} \\ w_1^{t+10} \\ w_1^{t+11} \\ w_1^{t+12} \\ w_1^{t+13} \\ w_1^{t+14} \\ w_1^{t+15} \end{pmatrix}.$$

Соответственно,  $\mathbf{Y}_1^c = (\mathbf{S}_1^c)^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_1^c$ ,  $\mathbf{Y}_2^c = (\mathbf{S}_2^c)^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2^c$ .

Для дальнейших расчетов необходимо преобразовать  $\mathbf{Y}_2^c$  к следующему виду:

$$\mathbf{Y}_{2korr}^c = (y_1^{t+8} \ y_1^{t+9} \ y_1^{t+10} \ y_1^{t+11} \ (y_1^{t+12})^* \ (y_1^{t+13})^* \ (y_1^{t+14})^* \ (y_1^{t+15})^*)^T.$$

$$\begin{pmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \\ \hat{R}_3 \\ \hat{R}_4 \end{pmatrix} = \frac{\begin{pmatrix} y_1^t & y_1^{t+1} & y_1^{t+2} & y_1^{t+3} & (y_1^{t+4})^* & (y_1^{t+5})^* & (y_1^{t+6})^* & (y_1^{t+7})^* \\ y_1^{t+1} & -y_1^t & y_1^{t+3} & -y_1^{t+2} & (y_1^{t+5})^* & -(y_1^{t+4})^* & (y_1^{t+7})^* & -(y_1^{t+6})^* \\ y_1^{t+2} & -y_1^{t+3} & -y_1^t & y_1^{t+1} & (y_1^{t+6})^* & -(y_1^{t+7})^* & -(y_1^{t+4})^* & (y_1^{t+5})^* \\ y_1^{t+3} & y_1^{t+2} & -y_1^{t+1} & -y_1^t & (y_1^{t+7})^* & (y_1^{t+6})^* & -(y_1^{t+5})^* & -(y_1^{t+4})^* \end{pmatrix} \mathbf{Y}_{2korr}^c}{|\mathbf{Y}_1^c|^2}.$$

### 2.5.5. Алгоритм декодирования для $M = 4$ и $N = 2$

Применяя ортогональные формы (2.11) и (2.12) принятые отсчеты можно записать следующим образом:

$$\begin{pmatrix} y_1^t & y_2^t \\ y_1^{t+1} & y_2^{t+1} \\ y_1^{t+2} & y_2^{t+2} \\ y_1^{t+3} & y_2^{t+3} \end{pmatrix} = \mathbf{S}_1^T \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^t & w_2^t \\ w_1^{t+1} & w_2^{t+1} \\ w_1^{t+2} & w_2^{t+2} \\ w_1^{t+3} & w_2^{t+3} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_1 = \mathbf{S}_1^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_1,$$

$$\begin{pmatrix} y_1^{t+4} & y_2^{t+4} \\ y_1^{t+5} & y_2^{t+5} \\ y_1^{t+6} & y_2^{t+6} \\ y_1^{t+7} & y_2^{t+7} \end{pmatrix} = \mathbf{S}_2^T \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^{t+4} & w_2^{t+4} \\ w_1^{t+5} & w_2^{t+5} \\ w_1^{t+6} & w_2^{t+6} \\ w_1^{t+7} & w_2^{t+7} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_2 = \mathbf{S}_2^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2,$$

$$\begin{pmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \\ \hat{R}_3 \\ \hat{R}_4 \end{pmatrix} = \text{Re} \left( \frac{\begin{pmatrix} y_1^t & y_1^{t+1} & y_1^{t+2} & y_1^{t+3} \\ y_1^{t+1} & -y_1^t & y_1^{t+3} & -y_1^{t+2} \\ y_1^{t+2} & -y_1^{t+3} & -y_1^t & y_1^{t+1} \\ y_1^{t+3} & y_1^{t+2} & -y_1^{t+1} & -y_1^t \end{pmatrix} \mathbf{Y}_2^{(1)*} + \begin{pmatrix} y_2^t & y_2^{t+1} & y_2^{t+2} & y_2^{t+3} \\ y_2^{t+1} & -y_2^t & y_2^{t+3} & -y_2^{t+2} \\ y_2^{t+2} & -y_2^{t+3} & -y_2^t & y_2^{t+1} \\ y_2^{t+3} & y_2^{t+2} & -y_2^{t+1} & -y_2^t \end{pmatrix} \mathbf{Y}_2^{(2)*}}{|\mathbf{Y}_1^{(1)}|^2 + |\mathbf{Y}_1^{(2)}|^2} \right).$$

Применяя комплексные ортогональные формы (2.13) и (2.14) принятые отсчеты сигналов определяются как:



$$\begin{pmatrix} y_1^t & y_2^t \\ y_1^{t+1} & y_2^{t+1} \\ y_1^{t+2} & y_2^{t+2} \\ y_1^{t+3} & y_2^{t+3} \\ y_1^{t+4} & y_2^{t+4} \\ y_1^{t+5} & y_2^{t+5} \\ y_1^{t+6} & y_2^{t+6} \\ y_1^{t+7} & y_2^{t+7} \end{pmatrix} = (\mathbf{S}_1^c)^T \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^t & w_2^t \\ w_1^{t+1} & w_2^{t+1} \\ w_1^{t+2} & w_2^{t+2} \\ w_1^{t+3} & w_2^{t+3} \\ w_1^{t+4} & w_2^{t+4} \\ w_1^{t+5} & w_2^{t+5} \\ w_1^{t+6} & w_2^{t+6} \\ w_1^{t+7} & w_2^{t+7} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_1^c = (\mathbf{S}_1^c)^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_1^c,$$

$$\begin{pmatrix} y_1^{t+8} & y_2^{t+8} \\ y_1^{t+9} & y_2^{t+8} \\ y_1^{t+10} & y_2^{t+8} \\ y_1^{t+11} & y_2^{t+8} \\ y_1^{t+12} & y_2^{t+12} \\ y_1^{t+13} & y_2^{t+13} \\ y_1^{t+14} & y_2^{t+14} \\ y_1^{t+15} & y_2^{t+15} \end{pmatrix} = (\mathbf{S}_2^c)^T \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^{t+8} & w_2^{t+8} \\ w_1^{t+9} & w_2^{t+9} \\ w_1^{t+10} & w_2^{t+10} \\ w_1^{t+11} & w_2^{t+11} \\ w_1^{t+12} & w_2^{t+12} \\ w_1^{t+13} & w_2^{t+13} \\ w_1^{t+14} & w_2^{t+14} \\ w_1^{t+15} & w_2^{t+15} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_2^c = (\mathbf{S}_2^c)^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2^c.$$

Также преобразуем  $\mathbf{Y}_2^c$ :

$$\mathbf{Y}_{2korr}^c = \begin{pmatrix} y_1^{t+8} & y_1^{t+9} & y_1^{t+10} & y_1^{t+11} & (y_1^{t+12})^* & (y_1^{t+13})^* & (y_1^{t+14})^* & (y_1^{t+15})^* \\ y_2^{t+8} & y_2^{t+8} & y_2^{t+8} & y_2^{t+8} & (y_2^{t+12})^* & (y_2^{t+13})^* & (y_2^{t+14})^* & (y_2^{t+15})^* \end{pmatrix}^T.$$

$$\mathbf{P}_1 = \begin{pmatrix} y_1^t & y_1^{t+1} & y_1^{t+2} & y_1^{t+3} & (y_1^{t+4})^* & (y_1^{t+5})^* & (y_1^{t+6})^* & (y_1^{t+7})^* \\ y_1^{t+1} & -y_1^t & y_1^{t+3} & -y_1^{t+2} & (y_1^{t+5})^* & -(y_1^{t+4})^* & (y_1^{t+7})^* & -(y_1^{t+6})^* \\ y_1^{t+2} & -y_1^{t+3} & -y_1^t & y_1^{t+1} & (y_1^{t+6})^* & -(y_1^{t+7})^* & -(y_1^{t+4})^* & (y_1^{t+5})^* \\ y_1^{t+3} & y_1^{t+2} & -y_1^{t+1} & -y_1^t & (y_1^{t+7})^* & (y_1^{t+6})^* & -(y_1^{t+5})^* & -(y_1^{t+4})^* \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{P}_2 = \begin{pmatrix} y_2^t & y_2^{t+1} & y_2^{t+2} & y_2^{t+3} & (y_2^{t+4})^* & (y_2^{t+5})^* & (y_2^{t+6})^* & (y_2^{t+7})^* \\ y_2^{t+1} & -y_2^t & y_2^{t+3} & -y_2^{t+2} & (y_2^{t+5})^* & -(y_2^{t+4})^* & (y_2^{t+7})^* & -(y_2^{t+6})^* \\ y_2^{t+2} & -y_2^{t+3} & -y_2^t & y_2^{t+1} & (y_2^{t+6})^* & -(y_2^{t+7})^* & -(y_2^{t+4})^* & (y_2^{t+5})^* \\ y_2^{t+3} & y_2^{t+2} & -y_2^{t+1} & -y_2^t & (y_2^{t+7})^* & (y_2^{t+6})^* & -(y_2^{t+5})^* & -(y_2^{t+4})^* \end{pmatrix},$$

$$\begin{pmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \\ \hat{R}_3 \\ \hat{R}_4 \end{pmatrix} = \frac{\mathbf{P}_1^* \mathbf{Y}_{2korr}^c \langle 1 \rangle + \mathbf{P}_2^* \mathbf{Y}_{2korr}^c \langle 2 \rangle}{|\mathbf{Y}_1^{c(1)}|^2 + |\mathbf{Y}_1^{c(2)}|^2}.$$

## 2.6. Алгоритм матричного декодирования

После того, как получены восстановленные значения дифференциальных коэффициентов  $(\hat{R}_1, \hat{R}_2, \dots, \hat{R}_M)$ , для восстановления переданной последовательности бит  $\hat{c}_p$ , можно воспользоваться алгоритмом оценки максимального правдоподобия (ML), при котором приемник выбирает ближайший вектор  $(R_1, R_2, \dots, R_M)_d$  из множества их комбинаций  $\mathbf{R}_{all}$ , представленных таблицей состояния кодера, и определяет комбинацию  $(\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_{ML})_d$  по состоянию кодера  $d$

$$(\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_{ML})_d = \arg \min_{d \in \mathbf{R}_{all}} |(R_1, R_2, \dots, R_M)_d - (\hat{R}_1, \hat{R}_2, \dots, \hat{R}_M)|^2. \quad (2.15)$$

Алгоритм ML наиболее эффективен, однако его вычислительная сложность, ввиду полного перебора, возрастает экспоненциально с увеличением размера созвездия модуляции и увеличением количества передающих антенн  $M$  [66]-[67].

Алгоритм сферического декодирования (SD) (подраздел 1.9.4) [68]-[69] частично решает указанную проблему [70]-[71]. Основное преимущество алгоритма SD состоит в том, что ему необходимо выполнять поиск только в заранее определенной конечной сферической области, а не во всех точках сетки (созвездия). Однако эффективность алгоритма SD ограничивается при непостоянной пропускной способности канала, а также его вычислительная сложность возрастает до экспоненциальной при низком SNR в канале [72]-[74]. Также существуют алгоритмы K-best SD [75], Viterbo-Boutros (VB), Chan-Lee (CL) и их улучшенные модификации [76]-[78], а также многие другие. Тем не менее, кардинально снизить вычислительную сложность декодирования так и не удалось.

В данной подразделе предлагается матричный алгоритм декодирования [79], в том числе, для систем MIMO пространственно-временного блочного кодирования, который позволяет снизить необходимый вычислительный ресурс приемника.

**Описание алгоритма.** В канал связи посылается канальный символ  $s_i$ . На приемной стороне имеем:

$$y_i = s_i h_i + w_i,$$

где  $y_i$  – отсчет принятого сигнала,  $h_i$  – канальный коэффициент,  $w_i$  – коэффициент АБГШ. В приемнике значение канального символа восстанавливается и решается задача поиска ближайшего соседа по минимальному расстоянию относительно символов созвездия модуляции  $S$ , что является в отдельных случаях сложной задачей – CVP (closest vector problem), вычислительная сложность которой зависит от размера созвездия модуляции.

Сигнальное созвездие модуляции представляет собой плоскость, на которой задано множество  $P$ , содержащее  $E$  точек, и отображены точки созвездия модуляции  $S$ . Для решения задачи CVP, требуется для каждой точки созвездия  $s_j$  определить область точек  $(x, y)$  на плоскости, для которых расстояние до  $s_j$  меньше, чем до любой другой точки множества  $S$  – определить области близости. Если такое разбиение плоскости известно, то, применив процедуру поиска, определяющую какой из областей разбиения принадлежит некоторая точка  $\hat{s}_i$ , можно непосредственно получить решение задачи CVP. Искомое разбиение можно получить, построив диаграмму Вороного [80] (Рисунок 2.10).

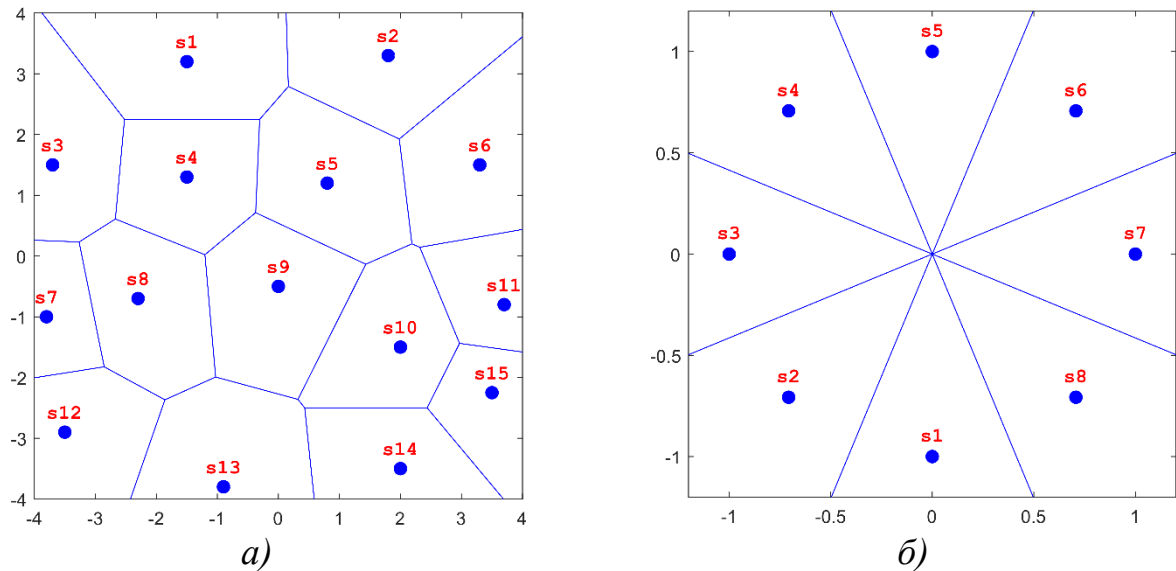


Рисунок 2.10 – Диаграммы Вороного для случаев:

$a$  – для 15 случайных точек;  $b$  – для созвездия модуляции PSK-8.

Каждая из  $E$  исходных точек множества  $P$  принадлежит одному многоугольнику Вороного  $V(j)$  – классу эквивалентности. Поэтому, если  $\hat{s}_i \in V(j)$ ,

то  $\hat{s}_i$  является ближайшим соседом точки  $s_j$ . Диаграмма Вороного содержит всю информацию о близости точек соответствующего множества и может быть построена различными методами (например, методом «разделяй и властвуй» [80]). Многоугольник Вороного  $V(j)$  может быть определен как пересечение полуплоскостей  $\bigcap_{i \neq j} H(\hat{s}_i, s_j)$ , где  $H(\hat{s}_i, s_j)$  – полуплоскость, определяемая прямой, перпендикулярной отрезку  $\overline{\hat{s}_i, s_j}$ , делящей его пополам и содержащей точку  $\hat{s}_i$ .

Далее, для решения задачи CVP, необходимо разработать процедуру поиска, определяющую область разбиения  $V(j)$ , которой принадлежит точка  $\hat{s}_i$ . Возможно, взглянув на рисунок 2.10 б, интуитивно, можно ответить на этот вопрос, однако для описания этой функции поиска вновь понадобится осуществлять какой-либо полный или частичный перебор значений  $s_j \in S$ .

Если рассмотреть созвездие типичной модуляции, например, PSK-8 (Рисунок 2.10 б), то видно, что значения координат символов модуляции  $s_j$  не превышают  $\pm 1$  и  $\pm i$ . Условившись, что восстановленные значения  $\hat{s}_i$  будут округляться, например, до десятых (степень округления приводится для примера, прозрачности и объяснения принципов), то получим размер множества  $S$ , с небольшим допуском (1,2) –  $24 \times 24$  точек (элементов матрицы). Наложив на полученную матрицу разбиение Вороного и элементам этой матрицы, координаты которых попадают в ту или иную область Вороного, присвоив номер этой области, получим следующее распределение значений элементов матрицы (Рисунок 2.11).

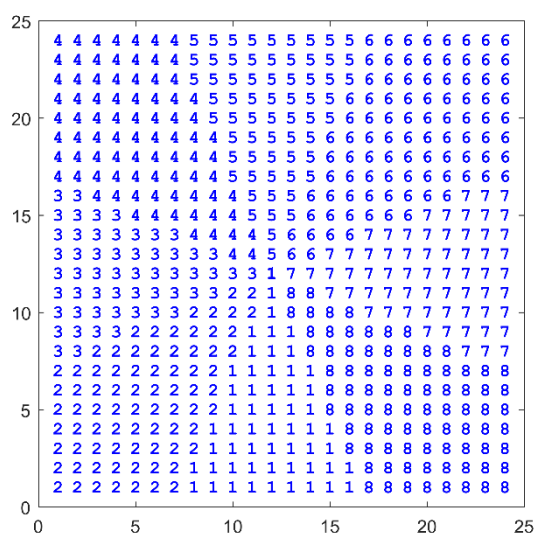


Рисунок 2.11 – Матрица распределения PSK-8, при точности – до десятых.

На данном этапе, решение задачи CVP не составит затруднений. Опишем необходимую последовательность действий:

1) восстановление значения канального символа  $\hat{s}_i$  и его округление до необходимой точности (например,  $\hat{s}_i = 0,4 + 0,4i$ ) (Рисунок 2.12 а);

2) нахождение по двум координатам символа  $((\hat{s}_i + 1,2) \times 10 = 16 + 16i \rightarrow x = 16; y = 16)$  значения элемента матрицы (строка 16, столбец 16) – б (Рисунок 2.12 б), которое является номером символа созвездия модуляции, к которому принятое значение  $\hat{s}_i$  является ближайшим.

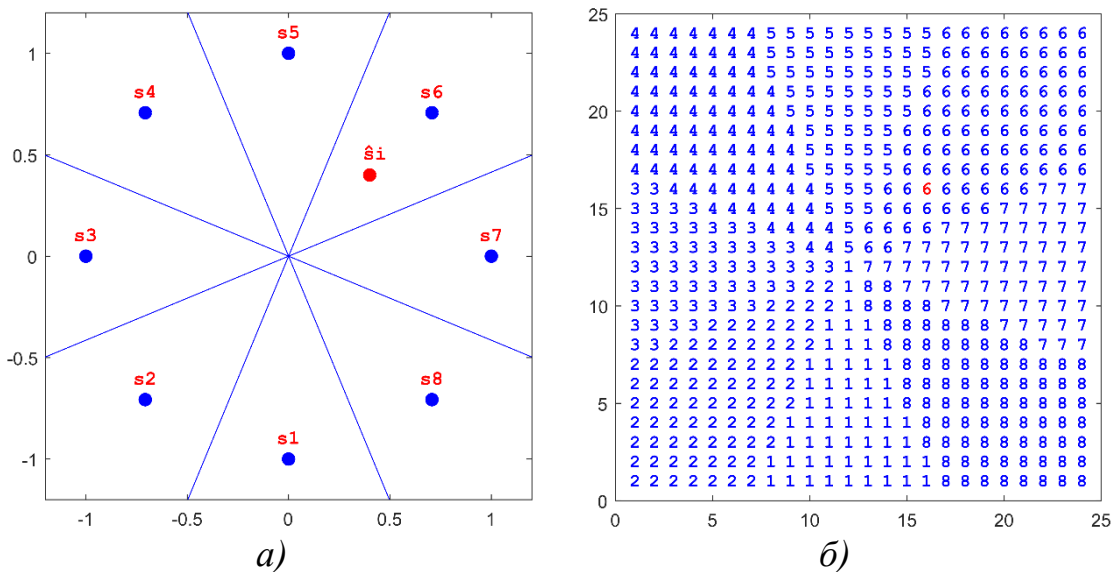


Рисунок 2.12 – Отображение восстановленного канального символа  $\hat{s}_i$ :

а – созвездие модуляции PSK-8; б – матрица распределения PSK-8.

Следовательно, если заранее подготовить такую матрицу, то можно, выполнив несколько вычислительных операций, решить задачу CVP. При этом получаем минимальную вычислительную сложность поиска (декодирования), которая не зависит от размера созвездия модуляции, стабильности пропускной способности канала, SNR и других иных факторов.

Если применить изложенный принцип декодирования в разработанном методе передачи ДПВБК, то, необходимо, в зависимости от количества передающих антенн  $M$ , декодировать по два (если  $M = 2$ ) или четыре (если  $M = 4$ ) восстановленных значения дифференциальных коэффициентов  $\hat{R}_1, \hat{R}_2, \dots, \hat{R}_M$ . При этом, напомним, что:

1) возможные значения дифференциальных коэффициентов  $R_1, R_2, \dots, R_k$  образуют созвездие  $\mathbf{R}$ ;

2) существует соответствие между комбинациями передаваемых бит  $(c_1, c_2, \dots, c_M)_d$  и комбинациями дифференциальных коэффициентов  $(R_1, R_2, \dots, R_M)_d$  (Таблица 2.1 – для  $M = 2$  и QPSK).

Для иллюстрации, приведем разбиения Вороного для случаев разработанного метода передачи ДПВБК  $M = 2$  при QPSK и PSK-8 (Рисунок 2.13).

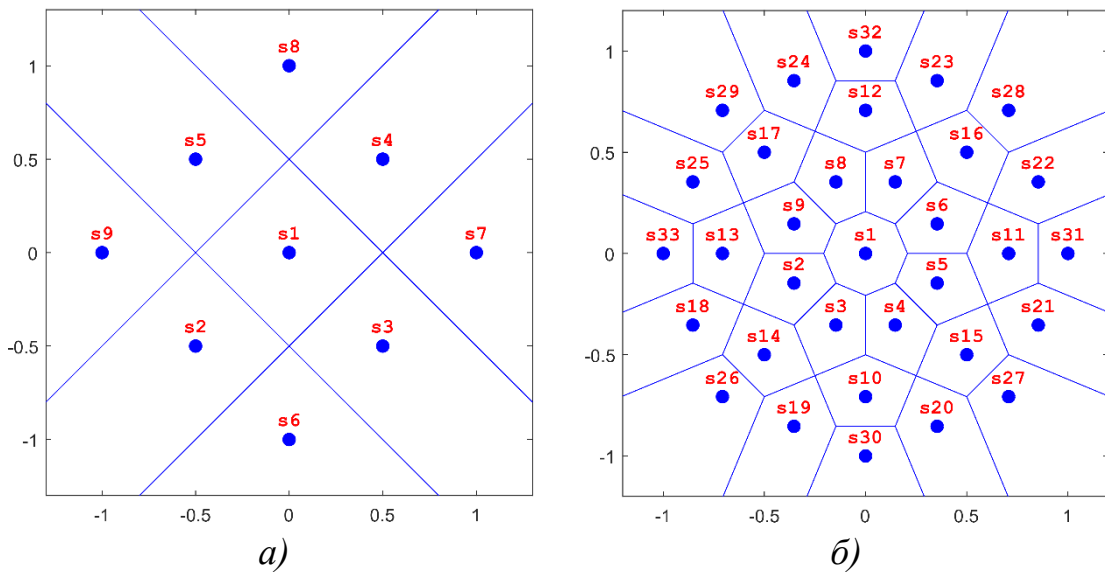


Рисунок 2.13 – Разбиения Вороного для созвездия ДПВБК  $M = 2$  при:

$a$  – QPSK;  $b$  – PSK-8.

Исходя из рисунка 2.13, вытекает два случая:

1) восстановленные значения  $\hat{R}_1, \hat{R}_2, \dots, \hat{R}_M$  попадают в области, соответствующие значениям  $\mathbf{R}$ , которые совпадают с определенной комбинацией  $(R_1, R_2, \dots, R_M)_d$ ;

2) восстановленные значения  $\hat{R}_1, \hat{R}_2, \dots, \hat{R}_M$  попадают в области, соответствующие значениям  $\mathbf{R}$ , которые не совпадают ни с одной комбинацией  $(R_1, R_2, \dots, R_M)_d$ .

Не смотря на второй случай, декодирование может быть выполнено верно, если восстановленные значения  $\hat{R}_1, \hat{R}_2, \dots, \hat{R}_M$  по своему минимальному расстоянию ближе к истинной переданной комбинации значений  $(R_1, R_2, \dots, R_M)_d$ , чем к иным возможным.

Таким образом, предлагаемый матричный поиск решения задачи CVP может быть применим только к первому из двух обозначенных случаев. Во втором случае следует применять алгоритм ML или алгоритм SD (или их модификации) или иные. Исходя из этого, на рисунке 2.14 приведем зависимости вероятности применимости матричного поиска решений задачи CVP ( $P_{in\ mat}$ ) от SNR при использовании метода передачи ДПВБК и количестве передающих антенн  $M = 2$ .

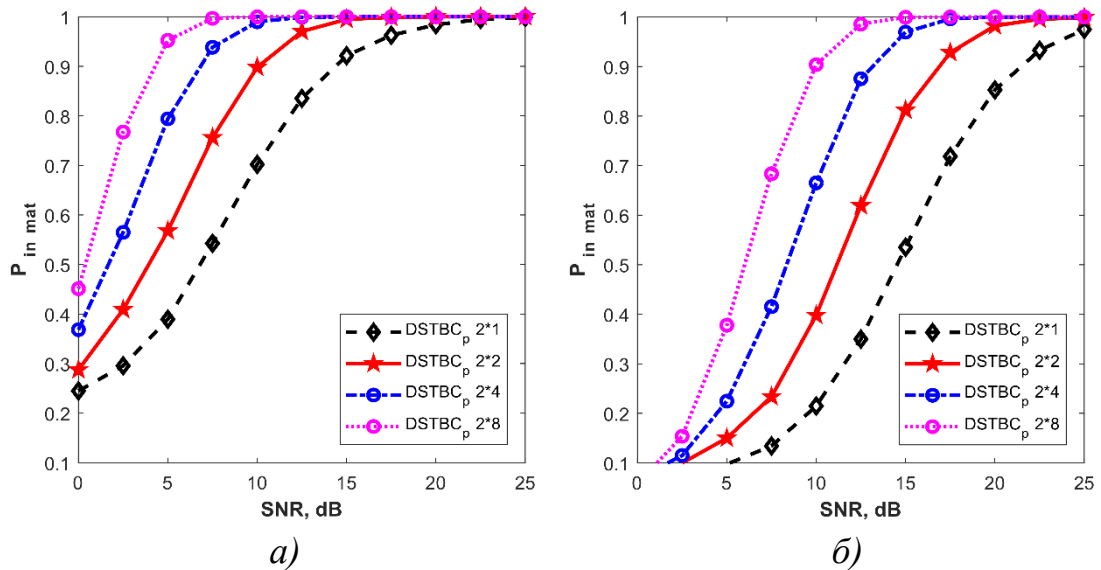


Рисунок 2.14 – Зависимости  $P_{in\ mat}$  от SNR для ДПВБК  $M = 2$ , при:  
 а – QPSK; б – PSK-8.

Проанализировав разработанный алгоритм можно отметить следующее:

1) для использования алгоритма необходимо:

– выполнить разбиение Вороного для применяемого созвездия вида модуляции;

– сформировать соответствующую матрицу, отражающую разбиение Вороного для применяемой модуляции и содержащую в своих элементах номера областей разбиения  $V(j)$ , в которые они попадают;

2) для декодирования, необходимо соотнести принятый канальный символ  $\hat{s}_i$  с элементом сформированной матрицы, значение элемента – номер символа сигнального созвездия в область которого попал принятый символ;

3) при применении систем SISO, вычислительная сложность алгоритма не зависит от размера созвездия модуляции, стабильности пропускной способности

канала, SNR и других иных факторов. В случае систем ММО, при декодировании одновременно по нескольким принятым символам (ДПВБК) – два (если  $M = 2$ ) или четыре (если  $M = 4$ ), то в зависимости от состояния канала и схемы кодирования, вероятность применения разработанного алгоритма отражает рисунок 2.14;

4) ситуация, когда восстановленные значения  $\hat{R}_1, \hat{R}_2, \dots, \hat{R}_M$  попадают в области, которые не совпадают ни с одной комбинацией  $(R_1, R_2, \dots, R_M)_d$ , прогнозируемая и вызвана низким SNR в канале – только в этом случае используется алгоритм ML, SD, их модификации или иные. Напомним, что подобная ситуация складывается и с алгоритмом SD [72]-[74], вследствие чего его вычислительная сложность возрастает до экспоненциальной.

## 2.7. Выводы

1) Дифференциальные коды могут применяться в каналах с переменными параметрами, если длительности кодовых блоков  $T_{\text{бл}}$  меньше времени когерентности  $T_{\text{ког}}$ , при этом коэффициенты канальной матрицы  $\mathbf{H}$  практически совпадают на соседних временных интервалах, соответствующих кодовым блокам. Неравенство (2.3) ограничивает снизу возможную скорость передачи, при которой удовлетворяется это условие.

2) Разработаны принципы дифференциального пространственно-временного блочного кодирования для систем ММО – на основе таблицы состояний и древовидного кодирования.

3) Разработаны алгоритмы декодирования дифференциальных пространственно-временных блочных кодов для ряда сочетаний количества передающих и приемных антенн  $M \times N$ :  $2 \times 1, 2 \times 2, 2 \times 4, 4 \times 1$  и  $4 \times 2$ . Ряд сочетаний  $M \times N$  возможно продолжить (для случаев  $2 \times 8, 2 \times 16$  и т.д. и  $4 \times 4, 4 \times 8$  и т.д.) – масштабируемый метод. Решения выносятся по методу максимума правдоподобия.

4) Существенным отличием разработанного метода ДПВБК от известных дифференциальных методов ПВБК является применение механизма



дифференциальных коэффициентов  $R_1, R_2, \dots, R_k$  (в значения которых закладывается информация о передаваемых данных). Его использование позволяет не только увеличить энергетический выигрыш, за счет совокупного увеличения расстояния между сигнальными точками созвездия дифференциальных коэффициентов  $\mathbf{R}$ , по сравнению, например, с подобным расстоянием созвездия PSK, но и снизить вычислительную сложность метода кодирования, за счет уменьшения числа элементарных арифметических операций, необходимых для обеспечения кодирования и декодирования (в большей степени). Результаты моделирования метода представлены в подразделе 4.5.

Необходимо также упомянуть, что ранее попытки применения механизма дифференциальных коэффициентов имели место в [81], однако данный метод кодирования не был в полной мере доработан с точки зрения применимости для непосредственного использования (для различных сочетаний  $M \times N$ ), не определен порядок расчета значений дифференциальных коэффициентов (таблицы состояния кодера), алгоритм восстановления дифференциальных коэффициентов и т.д.

5) Предложен новый алгоритм матричного декодирования низкой сложности, который может быть применим для последовательной (SISO) и параллельной (ПВБК) передачи информации. При применении в системах SISO, вычислительная сложность составляет несколько вычислительных операций и не зависит от размера объема канального алфавита. В случае систем MIMO (ДПВБК), при декодировании одновременно по нескольким принятым символам – два (если  $M = 2$ ) или четыре (если  $M = 4$ ), то в зависимости от состояния канала и схемы кодирования, вероятность применения разработанного алгоритма является достаточно высокой (Рисунок 2.14).

## **ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА КАДРОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ДЕКОДЕРА СИГНАЛА ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО БЛОКОВОГО КОДА**

### **3.1. Задача кадровой синхронизации демодулятора сигнала ДПВБК и пути ее решения**

Для реализации метода передачи ДПВБК в демодуляторе необходимо обеспечить синхронизацию по фазе опорной несущей, а также синхронизацию по времени процессов обработки сигналов. Задача синхронизации по времени разделяется на две: символьная (тактовая) синхронизация и кадровая (блоковая, цикловая) синхронизация. Данные два вида временной синхронизации совершенно разные по назначению и реализации. Задача синхронизации символов состоит в синхронизации тактов демодулятора с входным потоком демодулируемых канальных символов, чтобы каждый входной символ был обработан в надлежащем интервале времени. Задача синхронизации кадров (блоков) состоит в разбиении последовательности символов, поступающих на декодер, на блоки, соответствующие блокам на выходе кодера. Если разбивка проведена не верно, операции декодирования будут некорректными и восстановление передаваемых символов становится невозможным.

Что касается синхронизации опорной несущей и символьной синхронизации, то эти виды синхронизации в демодуляторах сигналов цифровой модуляции решаются традиционными методами [13], [82], и в настоящей диссертационной работе рассмотрены в той степени детализации, насколько необходимо для понимания решаемых задач.

Из литературных источников следует: если поток данных является случайным – символы равновероятные и независимые – в большинстве случаев кадровая синхронизация обеспечивается применением дополнительных пилот-сигналов (синхрослов) (Reference Signal) [82] – сигналов, априорно известных в

демодуляторе, имеющих определенные характеристики и свойства. По своей сути они являются маркерами и периодически встраиваются в поток данных для обозначения начала очередного нового блока данных. Очевидно, что ресурсы системы передачи, затрачиваемые на передачу пилот-сигналов, не используются непосредственно для передачи информации пользователя, ввиду чего ухудшается эффективность использования частотно-временного ресурса системы передачи. Также в литературе представлены, но в меньшем объеме, так называемые «слепые» методы обработки сигналов, которые не требуют передачи специальных пилот-сигналов, а основываются на свойствах передаваемого информационного сигнала, в частности, используя его избыточность. Эти методы не имеют основного недостатка, создаваемого применением пилот-сигналов. Слепые методы используются не только для синхронизации, но и для оценки состояния канала связи, идентификации, разделения сигналов и т.п. [15]-[16]. Исходя из сказанного, можно утверждать, что рассмотрение слепых методов, основанных на избыточности информационных сигналов, представляет теоретический и практический интерес.

Имеются работы [83], [84], описывающие методы «слепой» кадровой синхронизации для ортогонального ПВБК. Следует отметить, что эти методы: используют пространственно-временную избыточность передаваемого сигнала (кадров); применимы для ортогональных систем ПВБК с одной и двумя приемными антеннами; не требуют знаний о состоянии канала связи и SNR в канале; однако, обеспечивают невысокую способность обнаружения границ кадровых интервалов в канале связи с релеевскими замираниями при низких SNR, как заявляют сами авторы. Необходимо также отметить, что в литературе описаны только эти два метода «слепой» кадровой синхронизации для ортогональных систем ПВБК, а методы синхронизации для дифференциальных ортогональных систем ПВБК не описаны.

Исходя из вышеизложенного, в данной работе была поставлена задача – разработать алгоритм кадровой синхронизации для декодирования ортогональных

ДПВБК без использования пилот-сигналов. В литературе отсутствуют описания алгоритмов кадровой синхронизации для указанных кодов.

Блок кадровой синхронизации для декодирования кодов должен постоянно контролировать (подстраивать) синхронизацию. При потере блоковой синхронизации резко возрастает вероятность ошибки (практически эквивалентно «обрыву канала связи»).

В основу метода осуществления блоковой синхронизации положим общий принцип синхронизации: из информационного сигнала вырабатываются сигналы-гипотезы. Все сигналы-гипотезы вырабатываются по одному и тому же правилу, но из сдвинутых во времени кадровых блоков кодовых символов. Каждый сигнал-гипотеза указывает на тот или иной момент времени, который мог быть началом кадра. На каждом кадре сигналы-гипотезы «подпитываются» результатами вычислений, при которых в наибольшей степени увеличивается отличимость того сигнал-гипотезы, который корректно указывает на разбиение последовательности декодируемых символов на блоки. Этот сигнал-гипотеза и используется как сигнал блоковой синхронизации.

### **3.2. Алгоритм «слепой» кадровой синхронизации демодулятора сигналов ДПВБК**

Приведем разработанный алгоритм кадровой синхронизации демодулятора сигналов ДПВБК (подразделы 2.5.2-2.5.3) [85]-[87] для схемы ММО 2×2 и 2×4. Поскольку при ПВК каждый канальный символ передается дважды – примером может служить сигнальная матрица  $\mathbf{S}_k = \begin{pmatrix} s_i & -s_{i+1}^* \\ s_{i+1} & s_i^* \end{pmatrix}$ , то следует вывод, что демодулируемый сигнал имеет пространственно-временную избыточность, позволяющую реализовать кадровую синхронизацию по рабочему сигналу.

В таблице 3.1 приведены четыре последовательных кадра, передаваемых по каналу связи. Здесь  $s_i$  – канальные символы модуляции  $L$ -PSK.

Таблица 3.1 – Передача символов ДПВБК

Момент времени	$t$	$t + 1$	$t + 2$	$t + 3$	$t + 4$	$t + 5$	$t + 6$	$t + 7$
Антенна № 1	$s_1$	$-s_2^*$	$s_3$	$-s_4^*$	$s_5$	$-s_6^*$	$s_7$	$-s_8^*$
Антенна № 2	$s_2$	$s_1^*$	$s_4$	$s_3^*$	$s_6$	$s_5^*$	$s_8$	$s_7^*$
№ кадра	кадр 1		кадр 2		кадр 3		кадр 4	

Если необходимо демодулировать каналные символы, переданные кадром 3 –  $\mathbf{S}_3 = \begin{pmatrix} s_5 & -s_6^* \\ s_6 & s_5^* \end{pmatrix}$ , то, соответственно, требуется кадр 2 –  $\mathbf{S}_2 = \begin{pmatrix} s_3 & -s_4^* \\ s_4 & s_3^* \end{pmatrix}$ , который будет являться опорным для реализации дифференциального декодирования. Так происходит при верной кадровой синхронизации. Проанализировав таблицу 3.1, можно указать два возможных случая, при которых кадровая синхронизация установлена не верно. В первом случае имеем следующие значения опорной и сигнальной матриц:  $\mathbf{S}_{2err\_l} = \begin{pmatrix} -s_2^* & s_3 \\ s_1^* & s_4 \end{pmatrix}$ ,  $\mathbf{S}_{3err\_l} = \begin{pmatrix} -s_4^* & s_5 \\ s_3^* & s_6 \end{pmatrix}$ . Во втором случае – соответственно:  $\mathbf{S}_{2err\_r} = \begin{pmatrix} -s_4^* & s_5 \\ s_3^* & s_6 \end{pmatrix}$ ,  $\mathbf{S}_{3err\_r} = \begin{pmatrix} -s_6^* & s_7 \\ s_5^* & s_8 \end{pmatrix}$ .

Таким образом, рассматривается три возможных состояния системы синхронизации, в одном из которых кадровая синхронизация установлена верно, а в двух других – не верно. Другими словами, система синхронизации разбивает последовательность демодулируемых символов на кадры и строит три гипотезы по этим состояниям, которые можно соответственно условно назвать: «рано», «верно» и «поздно».

Рассмотрим демодуляцию символов в случае гипотезы «верно», при условии  $N = 2$ . Отсчеты сигналов, принятых приемными антеннами (кадр 2 и кадр 3 таблица 3.1), в соответствующие моменты времени могут быть записаны как:

$$\begin{pmatrix} y_1^{(t+2)} & y_2^{(t+2)} \\ y_1^{(t+3)} & y_2^{(t+3)} \end{pmatrix} = \mathbf{S}_2^T \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} w_1^{(t+2)} & w_2^{(t+2)} \\ w_1^{(t+3)} & w_2^{(t+3)} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_2 = \mathbf{S}_2^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2, \quad (3.1)$$

$$\begin{pmatrix} y_1^{(t+4)} & y_2^{(t+4)} \\ y_1^{(t+5)} & y_2^{(t+5)} \end{pmatrix} = \mathbf{S}_3^T \mathbf{H} + \begin{pmatrix} w_1^{(t+4)} & w_2^{(t+4)} \\ w_1^{(t+5)} & w_2^{(t+5)} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_3 = \mathbf{S}_3^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_3, \quad (3.2)$$

где, например,  $y_1^{(t+2)}$  – отсчет, принятый в момент времени  $t + 2$  (верхний индекс) первой антенной (нижний индекс);

$h_{m,n}$  – комплексные коэффициенты передачи канала связи от  $m$ -ой передающей антенны к  $n$ -ой приемной антенне, являющиеся некоррелированными комплексными гауссовскими случайными величинами с законом распределения  $N(0,1)$ ;

$w_n^{(t)}$  – комплексные отсчеты аддитивного белого гауссовского шума с законом распределения  $N(0, \sigma_\omega^2)$ .

Считаем, что условие  $T_{\text{ког}} \gg T_s$  удовлетворяется, где  $T_{\text{ког}}$  – время когерентности, а  $T_s$  – длительность канального символа – следовательно матрица канальных коэффициентов  $\mathbf{H}$  в течение  $T_{\text{ког}}$  относительно постоянна (подраздел 2.1) [61], [64].

В этом случае восстановленные значения дифференциальных коэффициентов, переданных кадром 3, определяются как:

$$\begin{pmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \end{pmatrix} = \frac{\begin{pmatrix} (y_1^{(t+2)})^* & y_1^{(t+3)} \\ (y_1^{(t+3)})^* & -y_1^{(t+2)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1^{(t+4)} \\ (y_1^{(t+5)})^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} (y_2^{(t+2)})^* & y_2^{(t+3)} \\ (y_2^{(t+3)})^* & -y_2^{(t+2)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_2^{(t+4)} \\ (y_2^{(t+5)})^* \end{pmatrix}}{|y_1^{(t+2)}|^2 + |y_1^{(t+3)}|^2 + |y_2^{(t+2)}|^2 + |y_2^{(t+3)}|^2}}. \quad (3.3)$$

Если рассмотреть схему ММО 2×4, то формулы (3.1)-(3.3) соответственно примут следующий вид:

$$\begin{pmatrix} y_1^{(t+2)} & y_2^{(t+2)} & y_3^{(t+2)} & y_4^{(t+2)} \\ y_1^{(t+3)} & y_2^{(t+3)} & y_3^{(t+3)} & y_4^{(t+3)} \end{pmatrix} = \mathbf{S}_2^T \mathbf{H} + \begin{pmatrix} w_1^{(t+2)} & w_2^{(t+2)} & w_3^{(t+2)} & w_4^{(t+2)} \\ w_1^{(t+3)} & w_2^{(t+3)} & w_3^{(t+3)} & w_4^{(t+3)} \end{pmatrix}, \quad (3.4)$$

$$\begin{pmatrix} y_1^{(t+4)} & y_2^{(t+4)} & y_3^{(t+4)} & y_4^{(t+4)} \\ y_1^{(t+5)} & y_2^{(t+5)} & y_3^{(t+5)} & y_4^{(t+5)} \end{pmatrix} = \mathbf{S}_3^T \mathbf{H} + \begin{pmatrix} w_1^{(t+4)} & w_2^{(t+4)} & w_3^{(t+4)} & w_4^{(t+4)} \\ w_1^{(t+5)} & w_2^{(t+5)} & w_3^{(t+5)} & w_4^{(t+5)} \end{pmatrix}, \quad (3.5)$$

где  $\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \end{pmatrix}$ , и

$$\begin{pmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \end{pmatrix} = \frac{\sum_{n=1}^4 \begin{pmatrix} (y_n^{(t+2)})^* & y_n^{(t+3)} \\ (y_n^{(t+3)})^* & -y_n^{(t+2)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_n^{(t+4)} \\ (y_n^{(t+5)})^* \end{pmatrix}}{\sum_{n=1}^4 (|y_n^{(t+2)}|^2 + |y_n^{(t+3)}|^2)}}. \quad (3.6)$$

После восстановления дифференциальных коэффициентов, путем оценки ML, определяется величина минимального расстояния между возможными значениями векторов  $(R_1, R_2)_j$  (из множества  $\mathbf{R}_{all}$  (подраздел 2.3) [61], [64]) и восстановленным вектором  $(\hat{R}_1, \hat{R}_2)$ :

$$b_{true}^{(3)} = \arg \min_{j \in \mathbf{R}_{all}} \left( |(R_1)_j - \hat{R}_1|^2 + |(R_2)_j - \hat{R}_2|^2 \right), \quad (3.7)$$

где верхний индекс величины  $b_{true}^{(3)}$  обозначает номер кадра, в отношении которого принимается решение о синхронизации. Таким же образом можно рассчитать значения минимальных расстояний  $b_{false1}^{(3)}$  и  $b_{false2}^{(3)}$  по двум остальным гипотезам.

Так для гипотезы «рано» имеем следующее ( $N=2$ ).

$$\begin{pmatrix} y_1^{(t+1)} & y_2^{(t+1)} \\ y_1^{(t+2)} & y_2^{(t+2)} \end{pmatrix} = \mathbf{S}_{2err\_l}^T \mathbf{H} + \begin{pmatrix} w_1^{(t+1)} & w_2^{(t+1)} \\ w_1^{(t+2)} & w_2^{(t+2)} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_2 = \mathbf{S}_{2err\_l}^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2, \quad (3.8)$$

$$\begin{pmatrix} y_1^{(t+3)} & y_2^{(t+3)} \\ y_1^{(t+4)} & y_2^{(t+4)} \end{pmatrix} = \mathbf{S}_{3err\_l}^T \mathbf{H} + \begin{pmatrix} w_1^{(t+3)} & w_2^{(t+3)} \\ w_1^{(t+4)} & w_2^{(t+4)} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_3 = \mathbf{S}_{3err\_l}^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_3, \quad (3.9)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \end{pmatrix} = \frac{\sum_{n=1}^2 \left( \begin{pmatrix} (y_n^{(t+1)})^* & y_n^{(t+2)} \\ (y_n^{(t+2)})^* & -y_n^{(t+1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_n^{(t+3)} \\ (y_n^{(t+4)})^* \end{pmatrix} \right)}{\sum_{n=1}^2 (|y_n^{(t+1)}|^2 + |y_n^{(t+2)}|^2)}. \quad (3.10)$$

Для случая при  $N=4$ , соответственно.

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} y_1^{(t+1)} & y_2^{(t+1)} & y_3^{(t+1)} & y_4^{(t+1)} \\ y_1^{(t+2)} & y_2^{(t+2)} & y_3^{(t+2)} & y_4^{(t+2)} \end{pmatrix} = \\ & = \mathbf{S}_{2err\_l}^T \mathbf{H} + \begin{pmatrix} w_1^{(t+1)} & w_2^{(t+1)} & w_3^{(t+1)} & w_4^{(t+1)} \\ w_1^{(t+2)} & w_2^{(t+2)} & w_3^{(t+2)} & w_4^{(t+2)} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_2 = \mathbf{S}_2^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_2, \end{aligned} \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} y_1^{(t+3)} & y_2^{(t+3)} & y_3^{(t+3)} & y_4^{(t+3)} \\ y_1^{(t+4)} & y_2^{(t+4)} & y_3^{(t+4)} & y_4^{(t+4)} \end{pmatrix} = \\ & = \mathbf{S}_{3err\_l}^T \mathbf{H} + \begin{pmatrix} w_1^{(t+3)} & w_2^{(t+3)} & w_3^{(t+3)} & w_4^{(t+3)} \\ w_1^{(t+4)} & w_2^{(t+4)} & w_3^{(t+4)} & w_4^{(t+4)} \end{pmatrix} \rightarrow \mathbf{Y}_3 = \mathbf{S}_3^T \mathbf{H} + \mathbf{W}_3, \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{R}_2 \end{pmatrix} = \frac{\sum_{n=1}^4 \left( \begin{pmatrix} (y_n^{(t+1)})^* & y_n^{(t+2)} \\ (y_n^{(t+2)})^* & -y_n^{(t+1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_n^{(t+3)} \\ (y_n^{(t+4)})^* \end{pmatrix} \right)}{\sum_{n=1}^4 (|y_n^{(t+1)}|^2 + |y_n^{(t+2)}|^2)}. \quad (3.13)$$

Анализ матриц  $\mathbf{S}_{2err\_l}$  и  $\mathbf{S}_{3err\_l}$  показывает, что в каждую из них символы  $s_i$  входят по одному разу (например в  $\mathbf{S}_{2err\_l}$ :  $-s_2^*, s_1^*, s_3, s_4$ ), а также данные матрицы не являются комплексными ортогональными формами (условие (1.29)). Учитывая это, а также статистическую независимость и равновероятность передаваемых

символов  $s_i$  следует сделать вывод, что при демодуляции в оценках дифференциальных коэффициентов  $\hat{R}_1$  и  $\hat{R}_2$  нет когерентного накопления передаваемых символов и их можно рассматривать как отсчеты реализации некоторого случайного процесса.

Следовательно, система кадровой синхронизации демодулятора ДПВБК будет анализировать обозначенные три гипотезы – «рано», «верно» и «поздно». Сигналом выбора той или иной гипотезы будет минимальное значение суммы накопленных значений минимальных расстояний по каждой гипотезе:  $B_{false1} = \sum_{k=1}^K b_{false1}^{(k)}$ ,  $B_{true} = \sum_{k=1}^K b_{true}^{(k)}$ ,  $B_{false2} = \sum_{k=1}^K b_{false2}^{(k)}$  (где  $K$  – количество кадров (блоков) наблюдения для принятия решения о наличии/отсутствии кадровой синхронизации – вхождение в синхронизм). Как видно из алгоритма, эти величины фильтруются (производится накопление). На каждом такте, с целью правильной установки границ кадров, производится сравнение между собой  $B_{false1}$ ,  $B_{true}$ ,  $B_{false2}$  и выбор той или иной гипотезы по минимальной из этих величин.

### 3.3. Последовательность работы алгоритма «слепой» кадровой синхронизации

Работа данного разработанного алгоритма «слепой» кадровой синхронизации состоит в постоянном анализе получаемых значений  $b_{false1}^{(k)}$ ,  $b_{true}^{(k)}$ ,  $b_{false2}^{(k)}$  по каждому принятому кадру. Очевидно, что все кадры содержат пользовательскую информацию. Указанный анализ заключается в последовательном суммировании данных значений по каждой из гипотез («рано», «правильно» и «поздно») с шагом, размер которого равен  $K$ :  $B_{false1} = \sum_{k=1}^K b_{false1}^{(k)}$ ,  $B_{true} = \sum_{k=1}^K b_{true}^{(k)}$  и  $B_{false2} = \sum_{k=1}^K b_{false2}^{(k)}$ . Как видно из алгоритма, значения  $b_{false1}^{(k)}$ ,  $b_{true}^{(k)}$ ,  $b_{false2}^{(k)}$  фильтруются (производится накопление). После расчета величин  $B_{false1}$ ,  $B_{true}$ ,  $B_{false2}$ , каждая из которых соответствует определенной



гипотезе, выполняется их сравнение и выбор минимальной. Найденная минимальная величина, при своем соотнесении к определенной гипотезе, указывает на её выбор.

В случае определения выбора гипотезы «рано», алгоритм синхронизации корректирует момент времени начала обработки последующих принимаемых кадров, добавляя к нему значение времени длительности одного канального символа  $T_s$ . Соответственно, при определении выбора гипотезы «поздно» – также происходит аналогичная коррекция, но с вычитанием значения времени длительности одного канального символа  $T_s$ . При определении выбора гипотезы «правильно», последующая коррекция не производится и момент времени начала обработки принимаемых кадров сохраняется прежним.

Работая непрерывно, алгоритм синхронизации последовательно, с шагом в  $K$  кадров, производит коррекцию момента времени начала обработки принимаемых кадров, тем самым постоянно обеспечивая кадровый синхронизм.

Оптимальное значение  $K$  кадров определяется исходя из конкретных параметров системы передачи (значения:  $M$ ,  $N$ ,  $L$ ) и характеристик алгоритма синхронизации: вероятность входа в синхронизм  $P_{in\_sinch}$  и вероятность выхода из синхронизма  $P_{er\_sinch}$ , при определенных значениях сигнал/шум в системе (о данных величинах будет подробнее изложено далее при моделировании). По своей сути, в зависимости от параметров системы передачи, значение  $K$  определяет величину времени вхождения в синхронизм  $T_{sinch}$ . В зависимости от количества временных (тактовых) интервалов  $K_t$ , содержащихся в кадре,  $T_{sinch}$  определяется:

$$T_{sinch} = T_s K_t K = T_{бл} K,$$

где  $T_s$  – величина длительности канального символа.

Таким образом, при начале работы системы связи передаются  $K$  кадров, после обработки которых алгоритм определяет наличие синхронизации и в случае необходимости (в случае ее отсутствия) производит корректировку момента времени начала обработки последующих принимаемых кадров, добавляя либо вычитая значение времени длительности одного канального символа  $T_s$  (при случае

$M = 2$ ). После этого, работа алгоритма синхронизации не прекращается, алгоритм с шагом в  $K$  кадров постоянно отслеживает наличие синхронизма и, в случае необходимости, производит соответствующую корректировку.

### 3.4. Блок-схема алгоритма «слепой» кадровой синхронизации

На основании приведенной блок-схемы был разработан программный код алгоритма на базе языка программирования среды MATLAB R2017a [88], который приведен в Приложении 2.

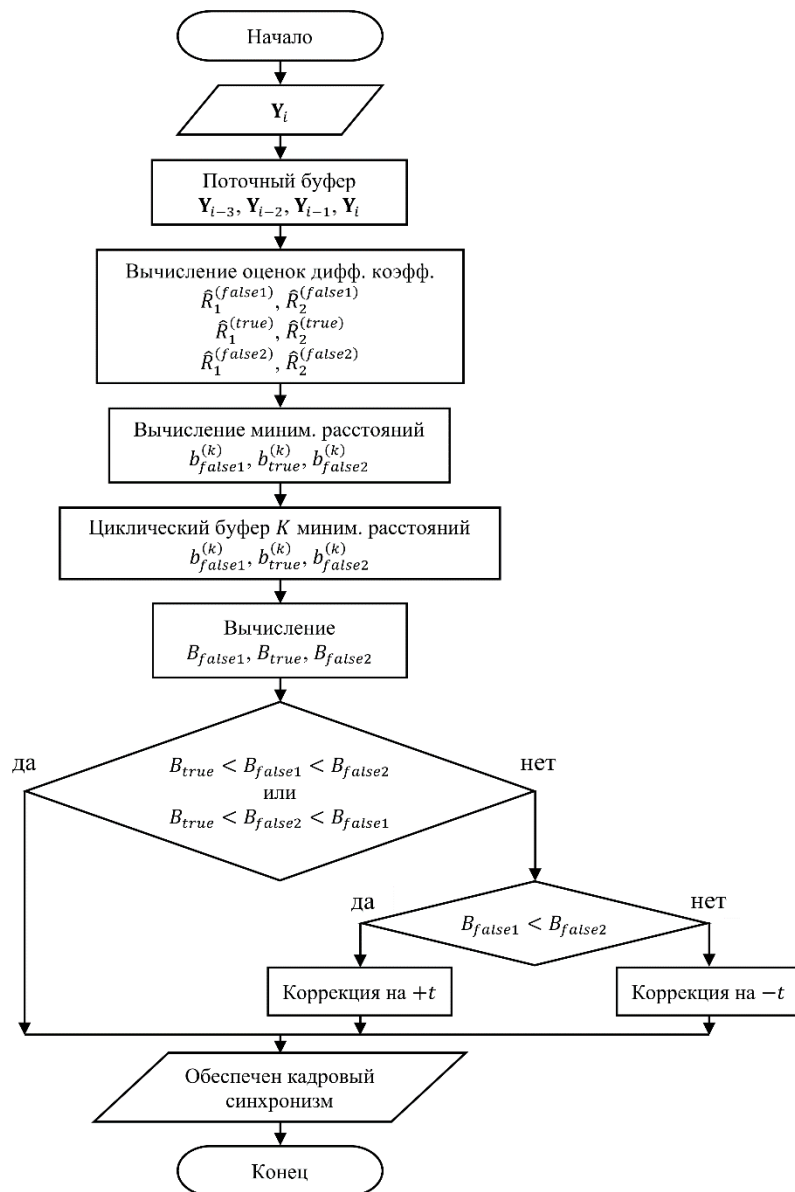


Рисунок 3.1 – Блок-схема разработанного алгоритма «слепой» кадровой синхронизации демодулятора сигналов ДПВБК

### 3.5. Выводы

Проанализировав разработанный алгоритм «слепой» кадровой синхронизации для ДПВБК необходимо отметить следующее:

1) Алгоритм является масштабируемым для случаев  $M = 4$  и  $M = 8$  в соответствии с методом ДПВБК (данное расширение алгоритма не вошло в объем диссертации); также алгоритм, в случае необходимости, можно расширить для случаев запаздывания или опережения относительно начала кадра на время  $t \pm 2$  и более;

2) Предложенный алгоритм «слепой» кадровой синхронизации для метода ДПВБК является первым рассмотрением «слепой» кадровой синхронизации для дифференциальных ортогональных систем ПВБК;

3) Предложенный алгоритм синхронизации не является отдельной структурной частью при реализации метода ДПВБК (как, например, алгоритмы синхронизации, описанные в [83], [84]). По своей сути алгоритм основывается на методе ДПВБК и дополняет его, извлекая некоторые данные для дальнейшего расчета и обеспечения принятия решения о синхронизации.

## ГЛАВА 4. МОДЕЛИРОВАНИЕ РАЗРАБОТАННЫХ МЕТОДОВ И АЛГОРИТМОВ ДЛЯ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДПВБК

### 4.1. Моделирование алгоритма «слепой» кадровой синхронизации для демодулятора сигналов ДПВБК

Моделирование выполнялось в пакете программ MATLAB при использовании релеевского канала замираний в канале связи и соблюдении условия относительно постоянных значений канальных коэффициентов  $h_{m,n}$  в течение времени когерентности  $T_{\text{ког}}$ . Модель состояла из  $M = 2$  и  $N = 1; 2; 4$ , при использовании модуляции QPSK и  $K = 10; 20; 30; 40; 50$ . Входной поток состоял из независимых равновероятных информационных  $5 \cdot 10^7$  бит, который кодировался разработанным методом ДПВБК в зависимости от числа позиций модуляции  $L$ -PSK и количества передающих антенн  $M$ , образуя сигнальные матрицы  $\mathbf{S}_k$ , которые передавались в радиоканал, как указано в таблице 3.1. На приемной стороне по каждому трем величинам  $B_{false1}$ ,  $B_{true}$ ,  $B_{false2}$  принималось решение о наличии/отсутствии кадровой синхронизации конкретного кадрового блока  $d$  – состоит из  $K$  кадров. Например, при количестве информационных бит  $5 \cdot 10^7$ ,  $M = 2$ , модуляции QPSK и  $K = 20$ , значение количества переданных кадровых блоков, каждый из которых состоит из  $K$  кадров, равно  $D = 2,5 \cdot 10^6$ . Результаты моделирования представлены на рисунки 4.1-4.2 в виде зависимостей:

– вероятности входа в синхронизм:  $P_{in\_sinch} = \frac{D_{in\_sinch}}{D}$ ,

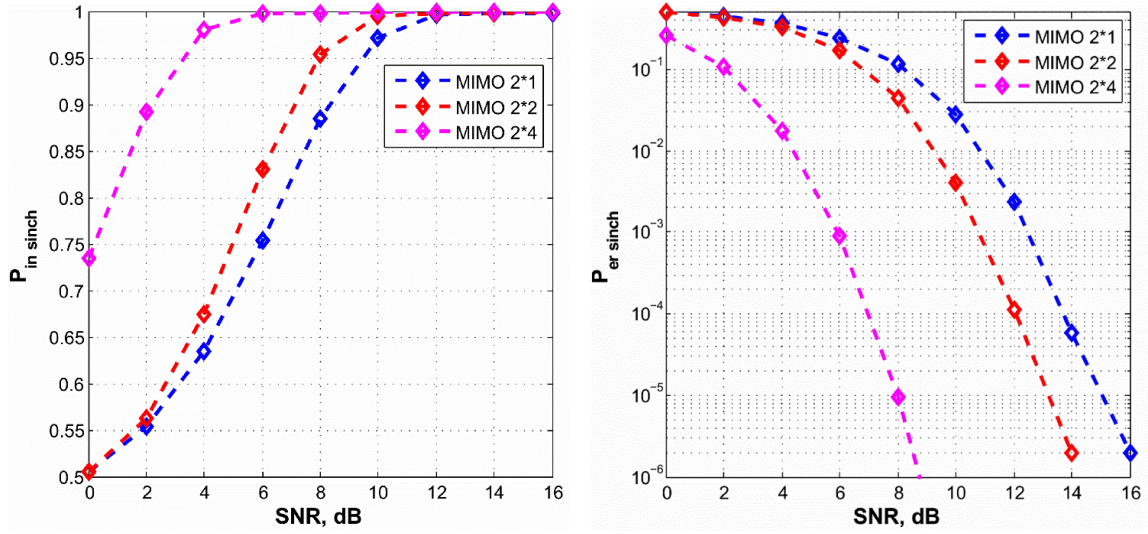
где  $D_{in\_sinch}$  – количество кадровых блоков, принятых при наличии кадровой синхронизации,

от SNR в системе;

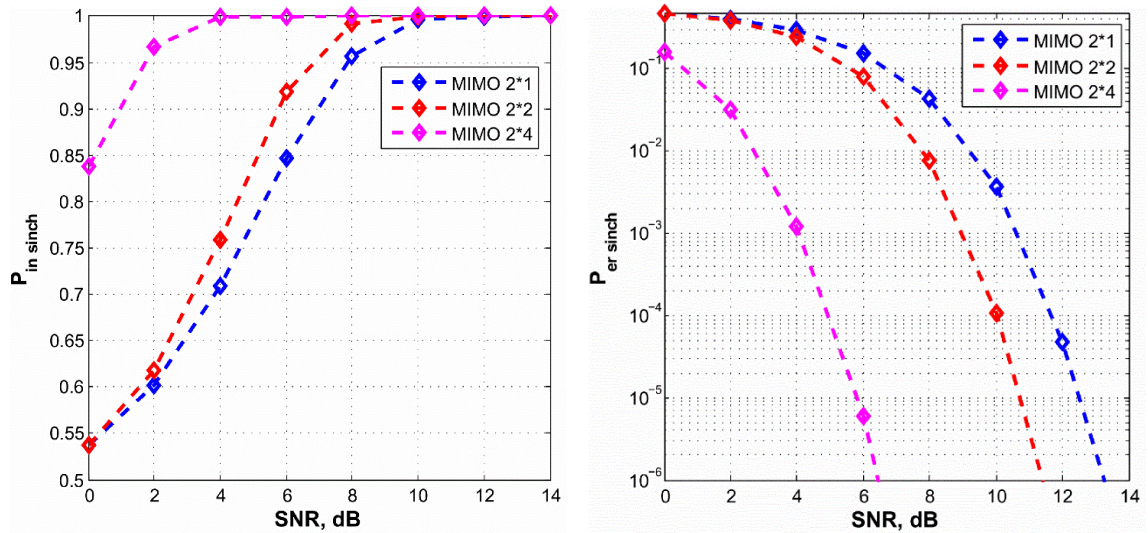
– вероятности выхода из синхронизма (потери синхронизма):

$$P_{er\_sinch} = \frac{D_{er\_sinch}}{D},$$

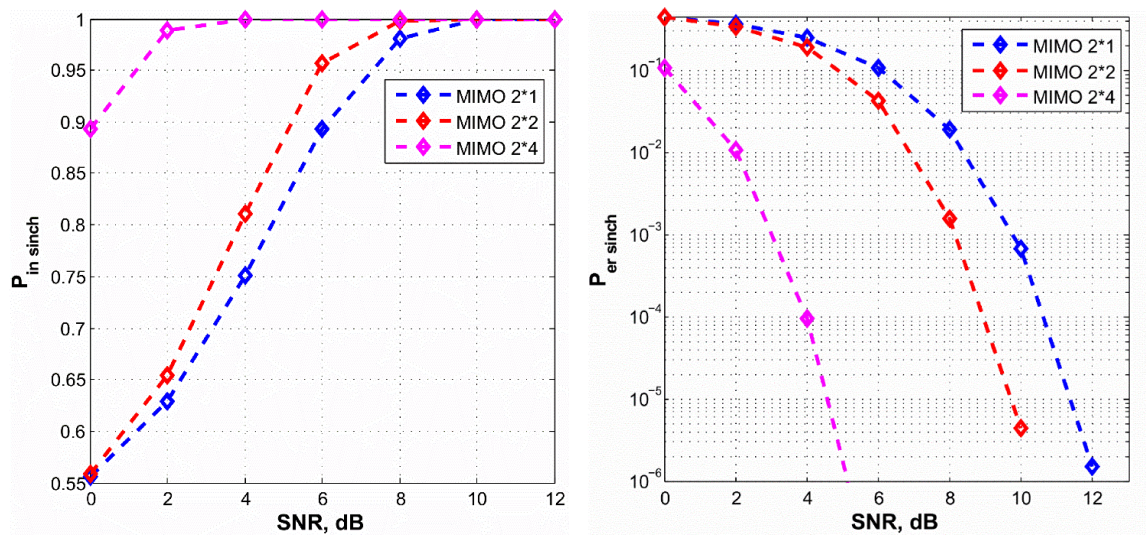
где  $D_{er\_sinch}$  – количество кадровых блоков, принятых с отсутствием кадровой синхронизации, от SNR в системе.



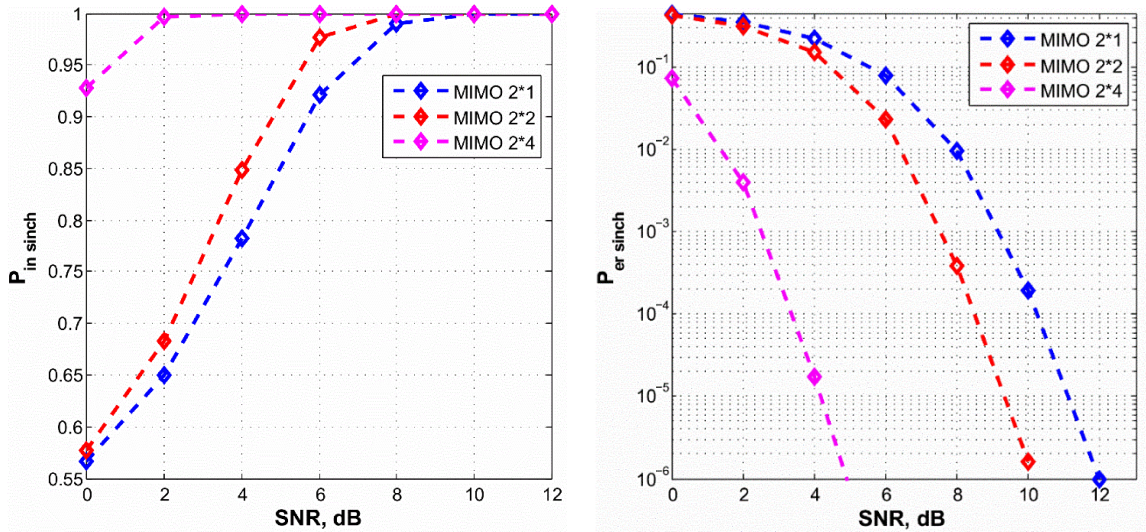
a)



b)



в)



г)

Рисунок 4.1 – Зависимости  $P_{in\_synch}$  и  $P_{er\_synch}$  от SNR для  $M = 2$  и QPSK:

а – при  $K = 10$ ; б – при  $K = 20$ ; в – при  $K = 30$ ; г – при  $K = 40$

Проанализировав результаты моделирования необходимо отметить, что разработанный алгоритм синхронизации для обеспечения вхождения системы передачи в синхронизм требуется значительно меньшее число кадров (10-40), нежели, чем требуется алгоритму синхронизации, представленному в [83], [84] – 513-4097. Это обеспечивается за счет более эффективного алгоритма, который восстанавливает из канальных символов переданную информацию в виде дифференциальных коэффициентов  $(\hat{R}_1, \hat{R}_1, \dots, \hat{R}_M)$ , которые затем соотносятся с реальными возможными их значениями  $(R_1, R_2, \dots, R_M)_j$ , после чего производится вычисление и накопление  $b_{false1}^{(k)}$ ,  $b_{true}^{(k)}$ ,  $b_{false2}^{(k)}$ , а, затем, сравнение полученных значений. Таким образом, происходит более детальная и тщательная обработка полученной информации и, за счет этого, достигается эффективность разработанного алгоритма синхронизации, в отличие от алгоритма [83], [84], который предусматривает в большей степени лишь накопление и сравнение. Основные выводы по результатам моделирования разработанного алгоритма «слепой» кадровой синхронизации для демодулятора сигналов ДПВБК будут представлены в подразделе 4.6.

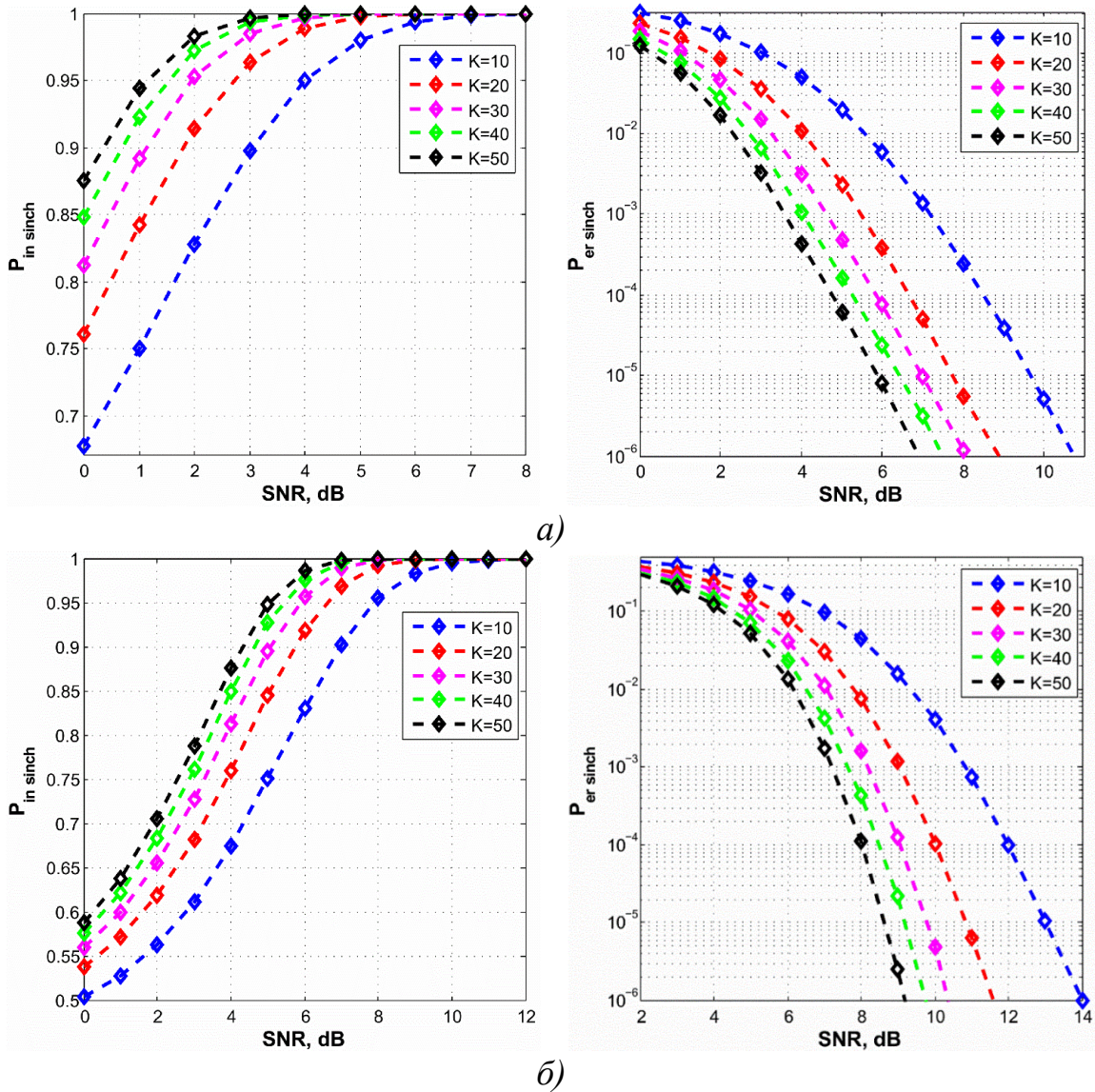


Рисунок 4.2 – Зависимости  $P_{in\_synch}$  и  $P_{er\_synch}$  от SNR при  $K = 10; 20; 30; 40; 50$ , MIMO  $2 \times 2$ :  $a$  – при BPSK;  $b$  – при QPSK

#### 4.2. Сравнительный анализ помехоустойчивости и вычислительной сложности алгоритма «слепой» кадровой синхронизации

Для сравнения помехоустойчивости и вычислительной сложности разработанного алгоритма кадровой синхронизации выберем алгоритмы [83], [84], как единственно описанные в литературе алгоритмы «слепой» кадровой синхронизации для ортогональных ПВБК с использованием системы MIMO  $2 \times 1$ .

Отметим, что подобные методы обработки для дифференциальных ортогональных систем ПВБК в литературе не описаны.

Для сравнения необходимо при моделировании сопоставлять результаты одного и второго алгоритмов по равнозначным критериям (сравниваемым условиям) для того, чтобы само сравнение было объективным.

#### 4.2.1. Сравнительный анализ помехоустойчивости алгоритма «слепой» кадровой синхронизации

В источнике [83], опубликован график зависимостей вероятности входа в синхронизм  $P_{in\_sinch}$  (Рисунок 4.3) для системы ММО 2×1 (иные случаи ММО описанный алгоритм синхронизации не предусматривает) и различного количества принимаемых отсчетов  $Y$  (нас будет интересовать случай при  $Y = 513$ ) для принятия решения о синхронизации. При  $Y = 513$  и  $M = 2$ , происходит анализ 256 кадров. Таким образом моделирование разработанным методом кадровой синхронизации также произведем при  $K = 256$  и в таких же условиях (некоррелированные релеевские замирания  $N(0,1)$  и АБГШ). В результате были получены соответствующие зависимости в тех же координатах (Рисунок 4.4).

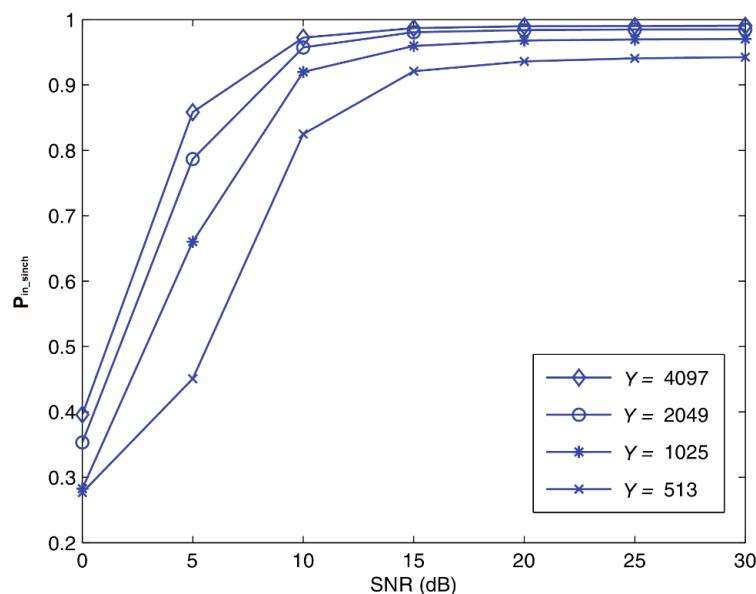


Рисунок 4.3 – Зависимости  $P_{in\_sinch}$  от SNR при ММО 2×1 и различных  $Y$



Для удобства, сравнение производилось по фиксированным значениям  $P_{in\_sinc}$ , которым соответствовали определенные значения SNR исходя из рассматриваемого алгоритма синхронизации (Рисунки 4.3-4.4). После чего было выполнено сравнение полученных значений SNR и составлена таблица 4.1.

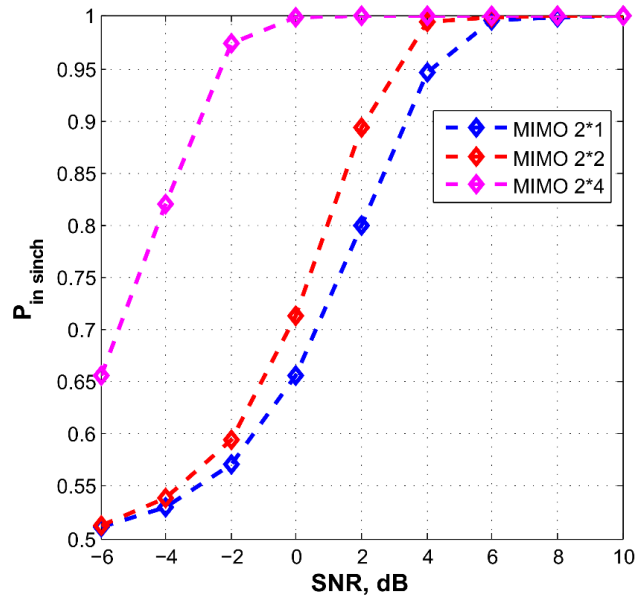


Рисунок 4.4. Зависимости  $P_{in\_sinc}$  от SNR для различного количества  $M$  и  $N$  при QPSK и  $K = 256$

Таблица 4.1 – Сводная таблица

$P_{in\_sinc}$	0,68	0,824	0,923	0,94
Значения SNR (дБ) по алгоритму [83], [84]	8	10	15	20
Значения SNR (дБ) по разработанному алгоритму КС	0,4	2,35	3,6	4
Разность (дБ)	7,6	7,65	11,4	16

Исходя из результатов сравнения при одинаковых условиях моделирования ( $K = 256$ ), разработанный алгоритм кадровой синхронизации является более эффективным, чем алгоритм синхронизации, представленный в [83], [84].

Сравнение было проведено только при случае системы MIMO 2×1, так как алгоритм [83], [84] не поддерживает режимы с большим количеством приемных антенн.

#### 4.2.2. Сравнительный анализ вычислительной сложности алгоритма «слепой» кадровой синхронизации

По своей сути разработанный алгоритм кадровой синхронизации не является отдельным алгоритмом, так как совместно с методом ДПВБК они используют одно и тоже выражение:  $\operatorname{argmin}_{(for\ d=1:D)\in\mathbf{R}_{all}} \sum_{m=1}^M |(R_m)_d - \hat{R}_m|^2$ . Но метод ДПВБК, при решении этого выражения, определяет восстановленные значения переданных бит  $(\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_{Ml})_d$  (2.15) (определяя значения  $d$  – номер строки таблицы состояний кодера ДПВБК, при котором, сумма квадратов модулей от разности между возможными значениями (из множества  $\mathbf{R}_{all}$ ) и восстановленным значением дифференциальных коэффициентов является минимальной; затем, зная  $d$ , по таблице состояний кодера определяются восстановленные значения  $(\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_{Ml})$ ), а алгоритм кадровой синхронизации – величины минимального расстояния  $b^{(k)}$  (3.19) между возможными значениями векторов  $(R_1, R_2, \dots, R_M)_d$  (из множества  $\mathbf{R}_{all}$ ) и восстановленным вектором  $(\hat{R}_1, \hat{R}_2, \dots, \hat{R}_M)$ . Конечно необходимо учесть, что для обработки одного кадра (блока) необходимо рассчитать не одно значение  $b^{(k)}$ , а три:  $b_{false1}^{(k)}$ ,  $b_{true}^{(k)}$  и  $b_{false2}^{(k)}$ . Это необходимо учитывать при расчете вычислительной сложности алгоритма кадровой синхронизации.

Сравнение вычислительных сложностей алгоритма [83], [84] и разработанного алгоритма кадровой синхронизации будем осуществлять при относительно равных значениях соотношений  $P_{in\_sinch}$  и SNR. Также для сравнения алгоритма синхронизации [83], [84] будем использовать зависимость  $P_{in\_sinch}$  от SNR (Рисунок 4.3) (кривая для количества анализируемых отсчетов  $Y = 513$ , т.е. для  $K = 256$  анализируемых кадров) и аналогичную зависимость для разработанного алгоритма кадровой синхронизации (Рисунок 4.5) (при  $K = 3$ ). Сравнение производились при использовании модели системы MIMO  $2 \times 1$ , так как алгоритм [83], [84] не поддерживает режимы с большим количеством приемных антенн.

Данный акцент был сделан не случайно, так как при практически сопоставимых значениях соотношений  $P_{in\_sinch}$  и SNR для обоих алгоритмов, каждый из них, для достижения данных значений, выполняет различное количество элементарных вычислений, так как в одном случае ведется обработка 256 кадров, а во втором случае 3-х кадров. Таким образом, путем сравнения этих количеств будет определен наименее вычислительно сложный алгоритм синхронизации.

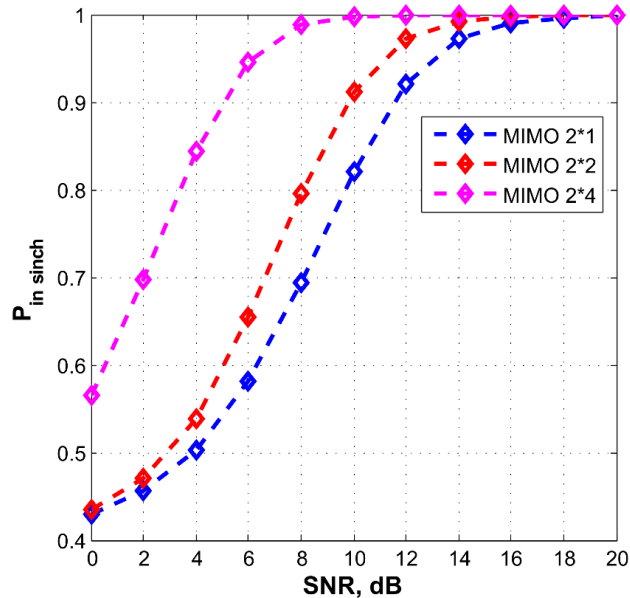


Рисунок 4.5 – Зависимости  $P_{in\_sinch}$  от SNR для различного количества  $N$ , при QPSK и  $K = 3$

Проанализировав рисунок 4.3 (кривая при  $Y = 513$ ) и рисунок 4.5 (кривая для MIMO 2×1) по фиксированным значениям SNR, для наглядности проводимого сравнения, была составлена таблица 4.2.

Таблица 4.2

SNR (дБ)	5	8	10	15	20
Значения $P_{in\_sinch}$ для алгоритма [83], [84]	0,45	0,68	0,824	0,923	0,94
Значения $P_{in\_sinch}$ для разработанного алгоритма КС	0,54	0,68	0,82	0,98	~1
Разность (дБ)	0,09	0	0,004	0,057	0,06

Из приведенной таблица 4.2 видно, что значения  $P_{in\_sinch}$  по каждому алгоритму можно считать сравнимы. Исходя из этого, произведем расчет количества элементарных арифметических операций для каждого из алгоритмов, при выполнении которых получаем относительно сопоставимый (сравнимый) результат (Таблица 4.3).

Таблица 4.3

	Алгоритм синхронизации [83], [84]	Разработанный алгоритм КС при различной позиционности $L$ -PSK		
		$L = 2$	$L = 4$	$L = 8$
Количество арифметических операций	17406	582	1590	5622

Из представленного результата очевидно, что разработанный алгоритм кадровой синхронизации значительно менее вычислительно сложен, чем алгоритм синхронизации [83], [84] – при позиционности  $L = 2; 4; 8$ , соответственно в около 30; 11; 3 раза.

### 4.3. Разработка программной модели метода ДПВБК

В данном подразделе представлена блок-схема алгоритма работы метода ДПВБК для выполнения имитационного моделирования (Рисунок 4.6), которая была разработана на основании описанного алгоритма метода ДПВБК в предыдущих подразделах. На основании приведенной блок-схемы был разработан программный код на базе языка программирования среды MATLAB R2017a [88], который приведен в Приложении 3.

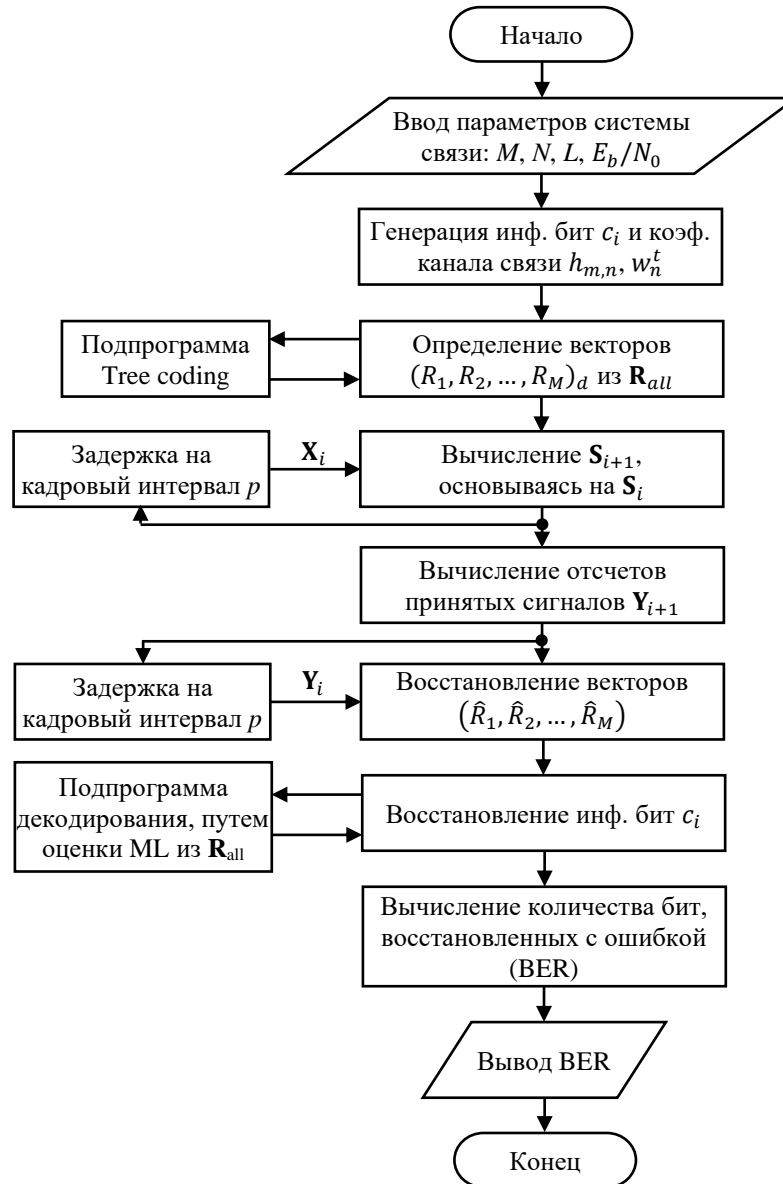


Рисунок 4.6 – Блок-схема алгоритма работы метода ДПВБК для выполнения имитационного моделирования

#### 4.4. Моделирование метода ДПВБК, его результаты и обсуждение

Моделирование выполнялось в среде MATLAB для различного числа приемных и передающих антенн. Результаты моделирования представлены на рисунках 4.7-4.8 (для числа передающих антенн  $M = 2$  и  $M = 4$ ) в виде зависимостей вероятности ошибки принятых бит (BER) от SNR в системе и приведены для модуляций BPSK, QPSK и 8-PSK при использовании ПВБК Alamouti [2], типичной схемы описанного ранее DSTBC [56] и разработанного ДПВБК. Моделирование

проводилось при использовании релейского канала замираний (комплексные коэффициенты передачи канала являлись некоррелированными комплексными гауссовскими случайными величинами с законом распределения  $N(0,1)$ , что соответствует некоррелированным релейским замираниям), с учетом соблюдения условия относительно постоянных значений канальных коэффициентов  $h_{m,n}$  в течении времени когерентности  $T_{\text{ког}}$ , и  $10^7$  независимых равновероятных бит, переданных при помощи каждого из указанных видов кодирования.

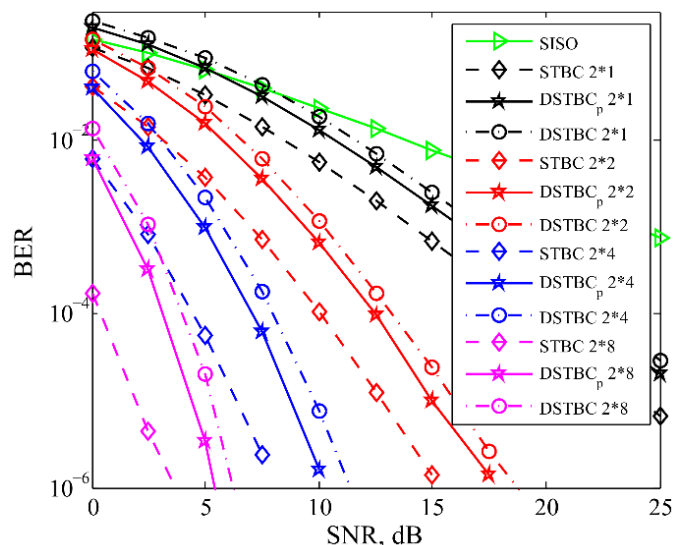
Обозначениями на рисунках 4.7-4.8 указано следующее:

– SISO (single-input single-output system) – система радиосвязи с одной передающей и одной приемной антеннами;

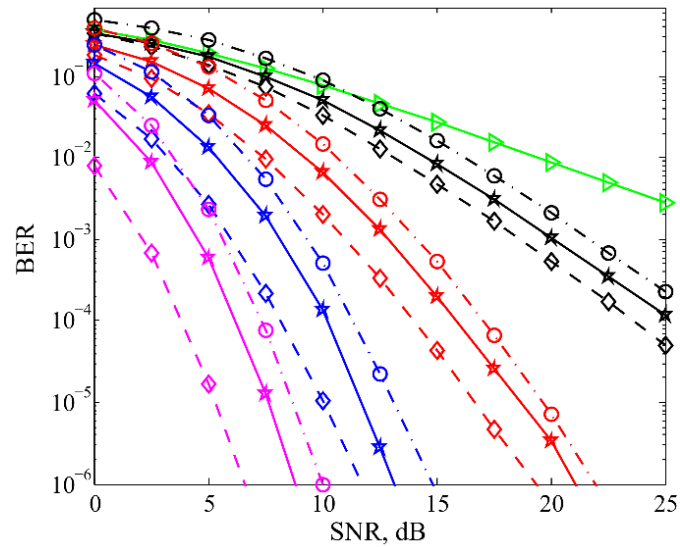
– STBC  $M*N$  (space-time block coding) – многоантенная система радиосвязи (MIMO), использующая пространственно-временное блочное кодирование [2] ( $M$  – количество антенн на передающей стороне,  $N$  – количество антенн на приемной стороне);

– DSTBC  $M*N$  (differential space-time block coding) – многоантенная система радиосвязи (MIMO), использующая дифференциальное пространственно-временное блочное кодирование [56];

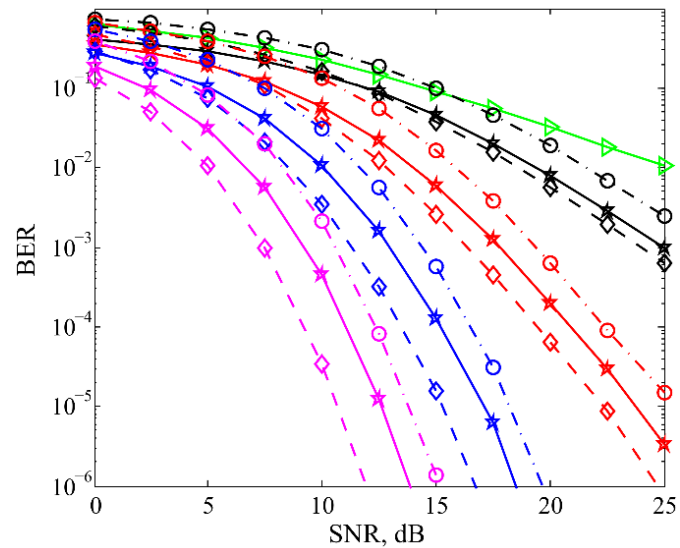
– DSTBC<sub>p</sub>  $M*N$  – многоантенная система радиосвязи (MIMO), использующая дифференциальное пространственно-временное блочное кодирование, которое представлено в настоящей диссертационной работе.



a)



б)



в)

Рисунок 4.7 – Зависимости BER от SNR в системе для  $M = 2$  и случаев:

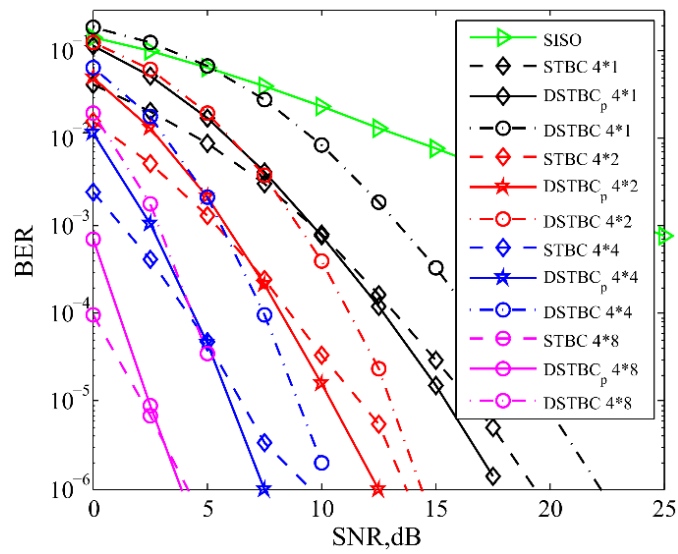
$a$  – при BPSK;  $б$  – при QPSK;  $в$  – при 8-PSK

Также был произведен расчет доверительного интервала BER. Для примера, приведем расчет при следующих характеристиках: число бит  $10^7$ , повторений 100, QPSK,  $M = 2$  и SNR = 10 дБ.

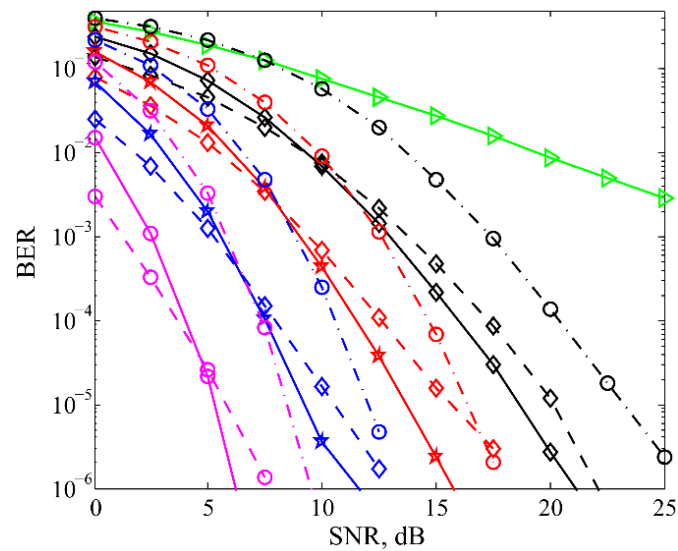
Предельная ошибка выборки рассчитана по формуле:  $\varepsilon_\beta = t_{\beta,z} \frac{\sigma}{\sqrt{z}}$  [89], где  $\beta$  – доверительная вероятность (принята 0,95),  $t_{\beta,z}$  – коэффициент Стьюдента,  $\sigma$  – среднеквадратическое отклонение,  $z$  – количество элементов выборки (100). Результаты расчета приведены в таблице 4.4.

Таблица 4.4

$M \times N$	$2 \times 1$	$2 \times 2$	$2 \times 4$	$2 \times 8$
Предельная ошибка выборки $\varepsilon_\beta$	$1,34 \cdot 10^{-5}$	$5,7 \cdot 10^{-6}$	$9,7 \cdot 10^{-7}$	$5,4 \cdot 10^{-8}$
Ширина доверительного интервала $2\varepsilon_\beta$	$2,68 \cdot 10^{-5}$	$1,14 \cdot 10^{-5}$	$1,94 \cdot 10^{-6}$	$1,08 \cdot 10^{-7}$
Математическое ожидание	0,0647	0,0109	$3,62 \cdot 10^{-4}$	$5,5 \cdot 10^{-7}$



a)



б)



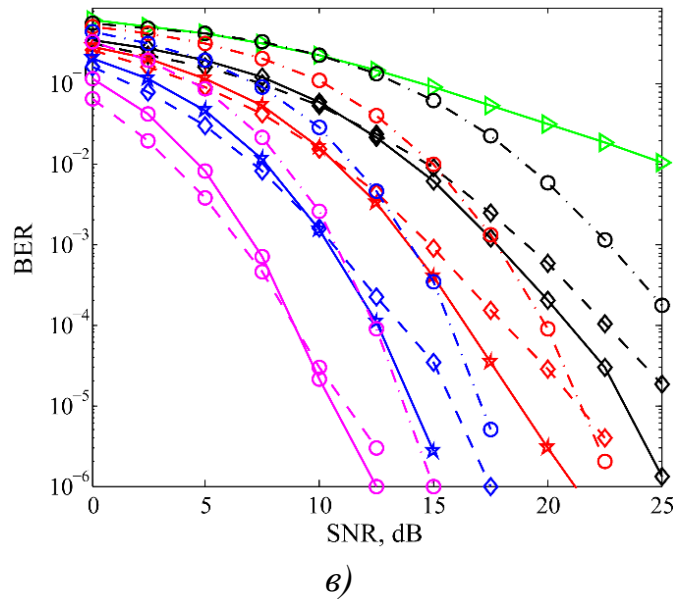


Рисунок 4.8 – Зависимости BER от SNR в системе для  $M = 4$  и случаев:  
*a* – при BPSK; *б* – при QPSK; *в* – при 8-PSK

Выводы по результатам моделирования разработанного метода передачи ДПВБК представлены в подразделе 4.7.

#### 4.5. Сравнительный анализ помехоустойчивости и вычислительной сложности метода ДПВБК

##### 4.5.1. Сравнительный анализ помехоустойчивости метода ДПВБК

Проанализировав представленные кривые помехоустойчивости следует, что при равном количестве пространственных каналов разработанный метод передачи DSTBC<sub>p</sub> превосходит типичный DSTBC в среднем на 1-2 дБ (при  $M = 2$ , рисунок 4.7) и на 2 дБ (при  $M = 4$ , рисунок 4.8).

Необходимо отметить, что метод DSTBC<sub>p</sub> выигрывает по помехоустойчивости у типичного DSTBC в среднем на 2 дБ, что объясняется совокупным увеличением расстояния между сигнальными точками созвездия  $\mathbf{R}$  дифференциальных коэффициентов, по сравнению с подобным расстоянием между сигнальными значениями в созвездии PSK.

### 4.5.2. Анализ древовидного кодирования

Древовидный алгоритм обеспечивает оптимизацию вычислительной сложности процесса кодирования ДПВБК за счет уменьшения количества элементарных арифметических операций до момента получения соответствующего номера строки  $d$  в таблице состояний кодера (Таблица 2.1). Таким образом имея на входе блок бит размером  $M \cdot l$ , для получения значений дифференциальных коэффициентов  $(R_1, R_2, \dots, R_M)_d$ , необходимо произвести  $M \cdot l + 1$  элементарных арифметических операций, что значительно меньше, чем если действовать методом перебора –  $M \cdot L^M$  элементарных арифметических операций.

Таблица 4.4 Сравнительная таблица

	$L = 2$	$L = 4$	$L = 8$	Число элементарных арифметических операций до получения номера соответствующей позиции $d$ в таблице состояний кодера
$M = 2$	4	16	64	Полный перебор – $M \cdot L^M$
	2	4	6	Tree coding – $M \cdot l + 1$
$M = 4$	16	256	4096	Полный перебор – $M \cdot L^M$
	4	8	12	Tree coding – $M \cdot l + 1$

Исходя из анализа полученных результатов (Таблица 4.4), возможно заключить об эффективности применения древовидного кодирования.

### 4.5.3. Сравнительный анализ вычислительной сложности метода ДПВБК

Вычислительная сложность алгоритма – число необходимых для его реализации операций, зависящее от типа используемого цифрового сигнального процессора. Ввиду того, что современные сигнальные процессоры содержат аппаратные умножители и делители, они могут производить операции сложения, вычитания, умножения и деления чисел с плавающей точкой за один машинный

цикл. Поэтому эти операции рассматриваются как эквивалентные по сложности [90]-[91].

Оценка вычислительной сложности различных алгоритмов демодуляции проводится путем подсчета количества операций над действительными числами с плавающей точкой, необходимых для реализации алгоритмов демодуляции.

Для сравнения вычислительной сложности был выбран алгоритм ПВБК Аламоути [2], типичный алгоритм дифференциального пространственно-временного кодирования (DSTBC) [56] и разработанный алгоритм ДПВБК. Для указанных алгоритмов были произведены расчеты вычислительной сложности, то есть количества арифметических операций, требуемых для демодуляции и декодирования информационных символов, содержащихся в одной сигнальной матрице (в одном кадре). Для наглядности расчет произведен для различных случаев модуляции  $L$ -PSK и количества приемных и передающих антенн. Результаты расчетов приведены в таблицы 4.5-4.6.

Таблица 4.5. Количество арифметических операций, требуемых для демодуляции, при количестве передающих антенн  $M = 2$

$M \times N$	$2 \times 1$	$2 \times 2$	$2 \times 4$	$2 \times 8$	Позиционность модуляции $L$
ПВБК	71	121	209	385	$L=2$
	99	149	237	413	$L=4$
	155	205	293	469	$L=8$
DSTBC	176	352	704	1408	$L=2$
	704	1408	2816	5632	$L=4$
	2816	5632	11264	22528	$L=8$
ДПВБК	103	147	235	411	$L=2$
	283	327	415	591	$L=4$
	1003	1027	1135	1311	$L=8$

Таблица 4.6. Количество арифметических операций, требуемых для демодуляции, при количестве передающих антенн  $M = 4$

$M \times N$	$4 \times 1$	$4 \times 2$	$4 \times 4$	$4 \times 8$	Позиционность модуляции $L$
ПВБК	3296	6536	13016	25976	$L=2$
	3352	6592	13072	25032	$L=4$
	3464	6704	13184	26144	$L=8$

DSTBC	2304	4608	9360	18432	$L=2$
	36864	73728	149760	294912	$L=4$
	589824	1179648	2396160	4718592	$L=8$
ДПВБК	795	1087	1671	2839	$L=2$
	8235	8527	9111	10279	$L=4$
	127275	127567	128151	129319	$L=8$

Из представленных таблиц можно заметить, что наименее вычислительно сложным методом кодирования является метод ПВБК (когерентный прием). Это объясняется тем, что при декодировании производится определение минимального расстояния между восстановленным символом и возможными его значениями, число которых соответствует позиционности применяемой модуляции  $L$ -PSK, а также относительно не сложным алгоритмом декодирования.

Если сравнивать представленные некогерентные методы приема (DSTBC и DSTBC<sub>p</sub>), то из них более вычислительно сложным является типичный метод DSTBC. Это объясняется тем, что при декодировании производится определение минимального расстояния между восстановленной сигнальной матрицей и возможными ее вариантами, число вариантов которых, в отличие от метода STBC, составляет  $L^M$  (например, при  $M = 2$  и  $L = 2; 4; 8$  – соответственно 4; 16; 64, а при  $M = 4$  и  $L = 2; 4; 8$  – соответственно 16; 256; 4096). Все основные вычислительные операции метода DSTBC сосредоточены именно в формуле (1.32), ввиду этого данный метод кодирования является настолько вычислительно сложным.

Разработанный метод передачи ДПВБК не является настолько зависим по своей вычислительной сложности от числа приемных антенн, так как после восстановления на приеме значений дифференциальных коэффициентов по формуле (3.15) идет аналогичный перебор, то есть нахождение минимального расстояния между восстановленными значениями дифференциальных коэффициентов  $(\hat{R}_1, \hat{R}_2, \dots, \hat{R}_M)$  и возможными их значениями  $(R_1, R_2, \dots, R_M)_d$  (векторами значений дифференциальных коэффициентов из множества  $\mathbf{R}_{all}$ ), число вариантов которых также, как и у метода кодирования DSTBC, составляет  $D = L^M$ . Однако данное обстоятельство незначительно повышает вычислительную сложность метода кодирования в силу того, что перебор производится по двум

либо четырьмя значениями дифференциальных коэффициентов (в соответствии с количеством передающих антенн  $M$ ) и соответствующая для этого формула (3.15) имеет не столь вычислительную сложность, нежели у метода кодирования DSTBC.

Численно, на рисунках 4.9-4.10 показано, во сколько раз, при различных вариантах значений передающих  $M$  и приемных  $N$  антенн, а также позиционности модуляции  $L$ -PSK ( $L = 2; 4; 8$ ), метод кодирования DSTBC вычислительно сложнее, чем метод ДПВБК.

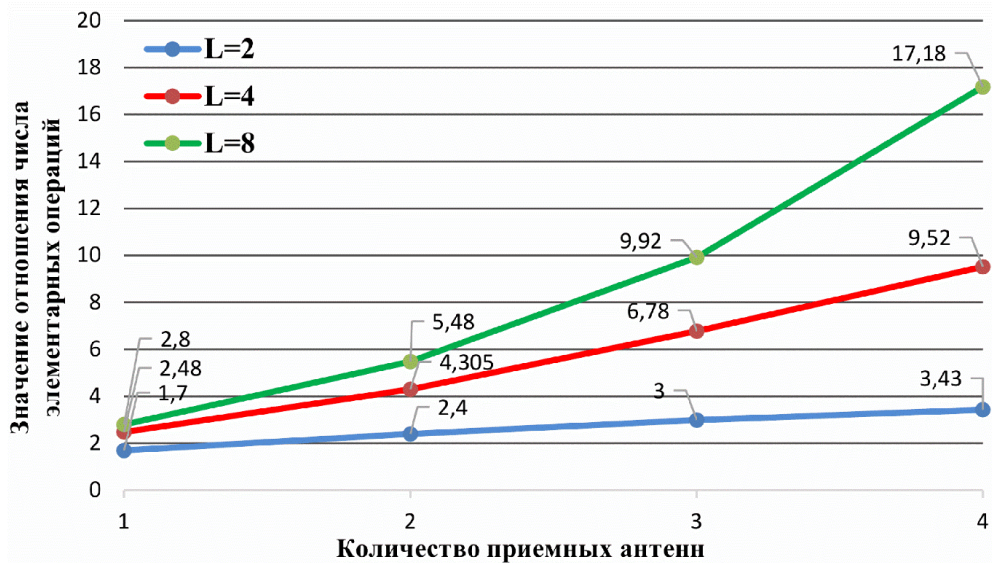


Рисунок 4.9 – Зависимости, показывающие во сколько раз вычислительная сложность метода DSTBC больше, чем метода ДПВБК при  $M = 2$

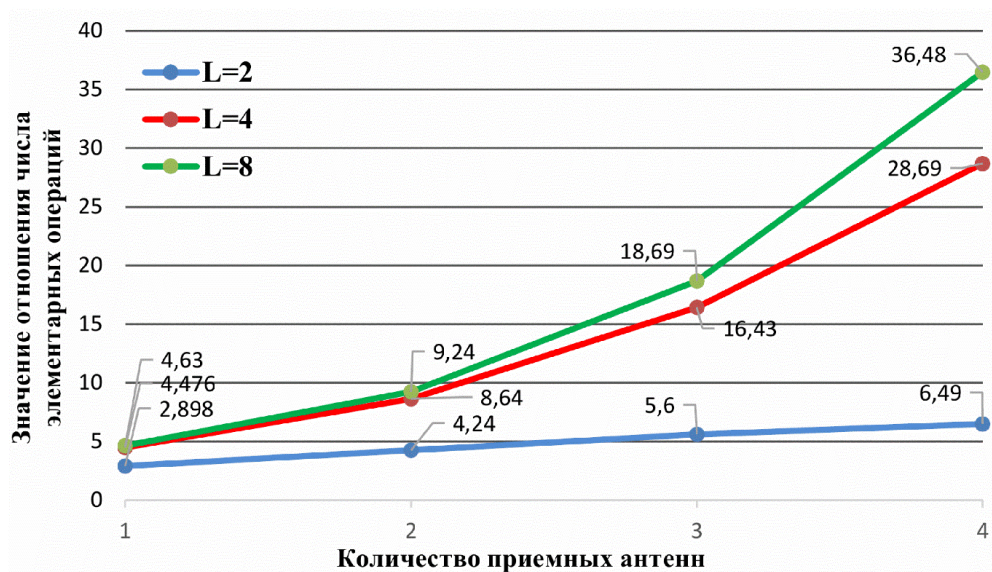


Рисунок 4.10 – Зависимости, показывающие во сколько раз вычислительная сложность метода DSTBC больше, чем метода ДПВБК при  $M = 4$

#### 4.6. Моделирование матричного алгоритма декодирования и сравнительный анализ его вычислительной сложности

Приведем полученные зависимости среднего времени обработки (average processing time – APT) для декодирования информации (Рисунок 4.11), переданной одной сигнальной матрицей, от SNR в системе  $M = 2$  при использовании типичного метода ДПВБК [56] (DSTBC), разработанного метода ДПВБК [61]-[64] (DSTBC<sub>p ml</sub>) с использованием алгоритма ML, а также с использованием матричного алгоритма декодирования низкой сложности (DSTBC<sub>p mat</sub>).

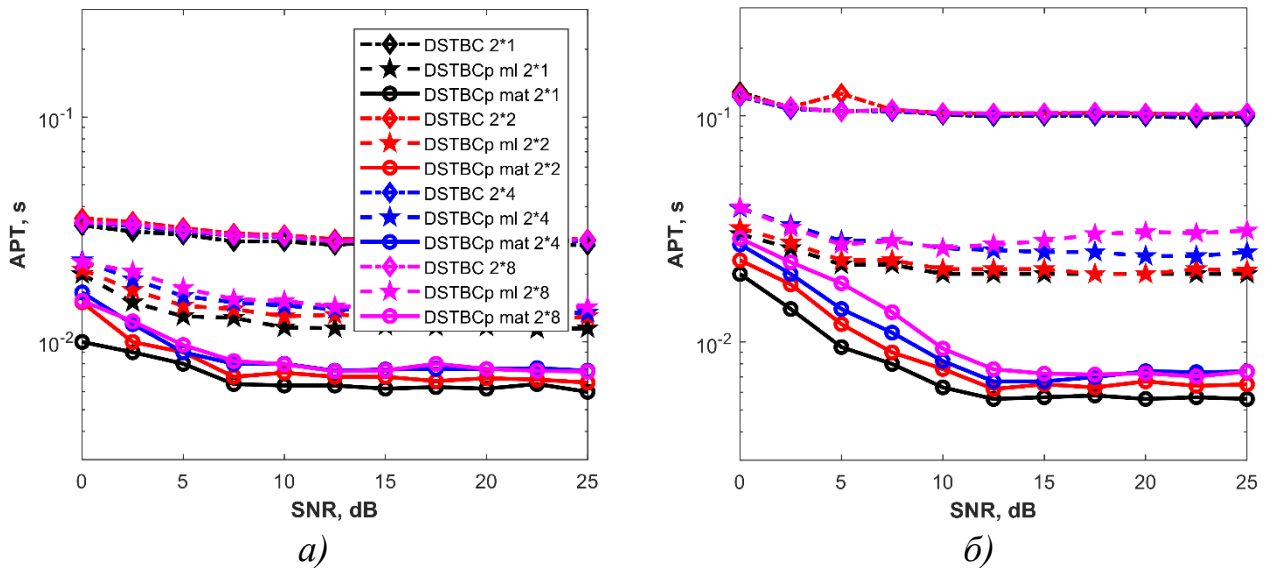


Рисунок 4.11 – Зависимости APT от SNR для  $M = 2$ , при:

$a$  – QPSK;  $b$  – PSK-8.

#### 4.7. Выводы

а) Проанализировав структуру разработанного алгоритма «слепой» кадровой синхронизации для метода ДПВБК и результаты его моделирования необходимо отметить следующее:

1) помехоустойчивость предложенного алгоритма кадровой синхронизации превышает помехоустойчивость алгоритма [83], [84] в среднем на 10 дБ (Таблица 4.1);

2) при сопоставимых значениях соотношений  $P_{in\_synchron}$  и SNR у сравниваемых алгоритмов, алгоритму [83], [84] для анализа и принятия решения о синхронизации требуется  $K=265$ , в то время как разработанному алгоритму кадровой синхронизации –  $K=3$ ; из этого, а также из произведенного расчета вычислительной сложности следует, что вычислительная сложность разработанного алгоритма кадровой синхронизации меньше, чем второго, в среднем на один порядок (Таблица 4.3);

3) при анализе зависимостей вероятности выхода из синхронизма ( $P_{er\_synchron}$ ) (Рисунки 4.1-4.2) и вероятности ошибки принятых бит (BER) (Рисунок 4.7) возможно заключить:

– разработанный алгоритм кадровой синхронизации является более помехоустойчив, чем метод ДПВБК. Пример: при QPSK, MIMO  $2 \times 2$ ,  $K=(10, 20, 30, 40)$  –  $P_{er\_synchron}$  меньше BER на 5; 7; 8,3 и 8,5 дБ соответственно;

– значение  $P_{er\_synchron}$  при одинаковых условиях менее BER на около 3-4 порядка;

4) разработанному алгоритму синхронизации для введения системы в синхронизм в зависимости от состояния канала связи необходимо 10-40 кадров, исходя из чего рассчитывается значение величины времени вхождения в синхронизм системы связи  $T_{synchron} = T_s K_t K = T_{\text{бл}} K$ ;

5) предложенный алгоритм «слепой» кадровой синхронизации для метода ДПВБК является первым рассмотрением «слепой» кадровой синхронизации для дифференциальных ортогональных систем ПВБК. Данный алгоритм имеет преимущества по сравнению с указанными описанными алгоритмами по необходимому количеству кадров для обеспечения синхронизации и вычислительной сложности, а также гибок к расширениям;

б) результатами моделирования подтверждается способность алгоритма к установлению кадровой синхронизации при условии низкого SNR в системе и отсутствия необходимости знания о состоянии канала связи.

б) Проанализировав структуру разработанного метода передачи ДПВБК и результаты его моделирования необходимо отметить следующее:

1) применение в методе ДПВБК произвольного количества передающих антенн ограничено необходимостью наличия соответствующих комплексных ортогональных форм; для  $M=2$  использовалась комплексная ортогональная форма Alamouti [2] (кодовая скорость равна 1), для  $M=4$  – действительная и комплексная ортогональные формы [65] (кодовая скорость равна 1 и  $\frac{1}{2}$  соответственно); Рассмотрены сочетания  $M \times N$   $2 \times 1$ ,  $2 \times 2$ ,  $2 \times 4$ ,  $4 \times 1$  и  $4 \times 2$  (метод является масштабируемым, следовательно, сочетания возможно продолжить –  $2 \times 8$ ,  $2 \times 16$  и т.д. и  $4 \times 4$ ,  $4 \times 8$  и т.д.).

2) при реализации ПВБК Alamouti необходимо наличие информации о состоянии канала связи, которое достигается при помощи использования пилот-сигналов, потребляющих частотно-временной ресурс системы, что препятствует эффективному использованию радиочастотного спектра; для метода ДПВБК необходимость в использовании пилот-сигналов отсутствует;

3) увеличение позиционности  $L$ -PSK, применяемой в ДПВБК, или количества передающих антенн приводит к росту вычислительной сложности декодирования, поскольку число состояний таблицы состояния кодера  $J = L^M$ . Ввиду этого целесообразно при декодировании воспользоваться методами сферического декодирования, которые не рассматривались в настоящей диссертационной работе; несмотря на это, проведя соответствующий расчет и сравнение вычислительной сложности методов кодирования ПВБК, типичного DSTBC и разработанного ДПВБК, вычислительная сложность метода ДПВБК меньше, чем для типичного метода DSTBC – один порядок (Рисунки 4.9-4.10);

4) метод ДПВБК имеет энергетический выигрыш в среднем до 2 дБ по сравнению с типичным DSTBC [56], что объясняется совокупным увеличением расстояния между соседними сигнальными точками созвездия дифференциальных коэффициентов  $\mathbf{R}$ , по сравнению с подобным расстоянием созвездия PSK, несмотря на это метод ДПВБК всё же уступает STBC [2], что объяснимо;



5) вычислительная сложность декодирования разработанного метода передачи ДПВБК даже при использовании алгоритма ML не является сравнительно высокой, а при применении матричного алгоритма декодирования уменьшается, начиная со значений SNR около 10 дБ (Рисунок 4.11), что в совокупности говорит о невысоком запросе на вычислительный ресурс системы для реализации метода передачи ДПВБК.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной диссертационной работе были выполнены исследование и разработка новых методов и алгоритмов кадровой (блоковой) синхронизации и дифференциального пространственно-временного блокового кодирования при использовании технологии ММО. Разработанные методы и алгоритмы при их моделировании продемонстрировали свою эффективность прежде всего по показателям помехоустойчивости, вычислительной сложности по сравнению с ранее описанными подобными методами и алгоритмами.

Основные результаты диссертационной работы заключаются в следующем:

1. Получены результаты аналитического обзора принципов построения, методов и алгоритмов пространственно-временного блокового кодирования. Результаты показали, что применение дифференциального пространственно-временного блокового кодирования является актуальным в условиях уменьшения времени стационарности канала связи ввиду уменьшения используемой длины волны сигнала.

2. Разработан новый метод дифференциального пространственно-временного блокового кодирования, который обеспечивает энергетический выигрыш в среднем до 2 дБ (Рисунки 4.7-4.8) и уменьшение вычислительной сложности на один порядок (Таблицы 4.5-4.6, Рисунки 4.9-4.10) по сравнению с существующими методами дифференциального пространственно-временного блокового кодирования. Данный метод является масштабируемым для различного сочетания количества передающих и приемных антенн и не требует оценки импульсной характеристики канала связи.

3. Разработан новый алгоритм матричного декодирования, применимый для систем связи с последовательной и параллельной (ПВБК) передачей информации, вычислительная сложность которого не зависит от объема канального алфавита.

4. Разработан новый алгоритм «слепой» кадровой синхронизации, применимый для РСПИ ПВБК и позволяющий: снизить время вхождения в

синхронизм, соответствующее длительности 10-40 кадров, число которых зависит от состояния канала связи; увеличить энергетический выигрыш на около 10 дБ (Таблица 4.1) и снизить вычислительную сложность в среднем на один порядок (Таблица 4.3) по сравнению с известными алгоритмами кадровой синхронизации систем ПВБК.

5. Получены результаты исследований и анализа разработанных в диссертации методов и алгоритмов, которые демонстрируют возможность их использования для построения перспективных стандартов систем радиосвязи, в том числе для передачи информации по каналам служебной информации с низким отношением сигнал/шум и в условиях быстро меняющихся параметров канала связи ввиду высокой скорости перемещения мобильных станций.

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

3G – Third Generation (третье поколение мобильной связи)

3GPP Release 8 – 3rd Generation Partnership Project Release 8

4G – Fourth generation (четвёртое поколение мобильной связи)

APSK – Amplitude and Phase-Shift Keying (амплитудно-фазовая манипуляция)

ASK – Amplitude Shift Keying (амплитудная модуляция)

BER – Bit Error Rate (частота битовых ошибок)

BPSK – Binary Phase-Shift Keying (двоичная фазовая модуляция)

CDMA – Code Division Multiple Access (множественный доступ с кодовым разделением)

CSIT – Channel State Information Transmit (информация о состоянии канала связи в передатчике)

CSIR – Channel State Information Receive (информация о состоянии канала связи в приемнике)

DPSK – Differential Phase-Shift Keying (дифференциальная фазовая модуляция)

DSTBC – Differential Space-Time Block Coding

DVB-NGH – Digital Video Broadcasting Next Generation Handheld

HSPA – High Speed Packet Access (высокоскоростная пакетная передача данных)

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers

IEEE 802.11 – базовый стандарт радиосвязи LAN

IEEE 802.16 – базовый стандарт радиосвязи MAN

LoS – Loss of Signal

LTE – Long-Term Evolution

LTE-Advanced – Long-Term Evolution Advanced

MIMO – Multiple Input Multiple Output

MISO – Multiple Input Single Output

ML – Maximum Likelihood (максимальное правдоподобие)

OFDM – Orthogonal frequency-division multiplexing

PSK – Phase-Shift Keying

QAM – Quadrature Amplitude Modulation

QPSK – Quaternary Phase-Shift Keying

SD – Sphere Decoding (сферическое декодирование)

SDMA – Spatial division multiple access

SIC – Successive Interference Cancellation

SIMO – Single Input Multiple Output

SISO – Single Input Single Output

SNR – Signal-to-Noise Ratio (отношение сигнал/шум)

STBC – Space-Time Block Coding

STC – Space-Time Coding

UL – UpLink

UMTS – Universal Mobile Telecommunications System

V-BLAST – Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time

WCDMA – Wideband Code Division Multiple Access

WIMAX – Worldwide Interoperability for Microwave Access

ZF – Zero Forcing

АБГШ – аддитивный белый гауссовский шум

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика

ВН – восстановленная несущая

ДПВБК – дифференциальное пространственно-временное блочное кодирование

КВЧ – крайне высокие частоты

КИХ – конечная импульсная характеристика

МСИ – межсимвольная интерференция

МСКО – минимум среднеквадратической ошибки

ФРМ – фазоразностная модуляция

ПВ – пространственно-временной

ПВБК – пространственно-временное блочное кодирование (код)

ПВК – пространственно-временной код

РСПИ – радиотехническая система передачи информации

СВЧ – сверхвысокие частоты

СД – сферическое декодирование

ТС – тактовая синхронизация

ФАПЧ – Фазовая автоподстройка частоты

ФМ – фазовая модуляция

ФЧХ – фазо-частотная характеристик

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Yang S., Hanzo L. Fifty years of MIMO detection: The road to large-scale MIMOs // *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*. – 2015. – Vol. 17, № 4. – P. 1941–1988.
2. Alamouti S.M. Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications // *IEEE J. Select. Areas in Comm.* – 1998. – Vol. 16, № 8. – P. 1451–1458.
3. The CDMA 2000 Candidate Submission, TIA 45.5 Subcommittee, June 2, 1998. Draft.
4. Space-Time Block Coded Transmit Antenna Diversity for WCDMA, Texas Instruments Inc., Helsinki, Finland, UMTS SMG2-LI, Tech. doc. 662 / 1998, Dec. – P. 14–18.
5. Григорьев В.А., Хворов И.А., Аксенов В.О., Щесняк А.С. МИМО-летное видение // *Радиочастотный спектр*. – 2015. – № 2. – С. 22–27.
6. Akyildiz I.F., Gutierrez-Estevez D.M., Reyes E.C. The evolution to 4G cellular systems: LTE-Advanced // *Physical Communication*. – 2010. – Vol. 3. – P. 217–244.
7. Marzetta T.L. Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas // *IEEE Trans. Wireless Commun.* – 2010. – Vol. 9. – P. 3590–3600.
8. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
9. Зюко А.Г. Фалько А.И., Панфилов И.П., Банкет В.Л., Иващенко П.В. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / Под. Ред. А.Г. Зюко. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
10. Hughes B.L. Differential space-time modulation // *IEEE Transactions on Information Theory*. – 2000. – Vol. 46, № 7. – P. 2567–2578.
11. Петрович Н.Т. Относительные методы передачи информации. – М.: Книга-М, 2003. – 108 с.

12. Голдсмит А. Беспроводные коммуникации. Пер. с англ. – М.: Техносфера, 2011. – 904 с.
13. Фомин А.И. Синхронизация цифровых радиосистем передачи информации. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2008. – 80 с.
14. Vlahut R.E. Modem Theory: An Introduction to Telecommunications. Cambridge University Press, 2010. – 515 p.
15. Горячкин О.В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. – М.: Радио и связь, 2003. – 230 с.
16. Березовский А.А., Горячкин О.В. Слепая идентификация многомерных сигналов и ее применение в MIMO-системах связи // Электросвязь. – 2017. – № 11. С. 30–35.
17. Крейнделин В.Б., Старовойтов М.Ю. Предсказание параметров радиоканала и выбор антенн на приеме в системах MIMO, работающих в стандарте LTE // Электросвязь. – 2017. – № 12. С. 22–27.
18. Петрович Н.Т. Способ телеграфной проводной и радиосвязи фазоманипулированными колебаниями. А.с. № 105692, приоритет от 12.02.1954.
19. Петрович Н.Т. Новые способы осуществления фазовой телеграфии // Радиотехника. – 1957, № 10. – С. 7–9.
20. Поборчая Н.Е., Пестряков А.В. Оценка и компенсация искажений сигнала в приемном тракте систем с MIMO // Электросвязь. – 2017. – № 12. С. 42–48.
21. Hochwald B.M., Marzetta T.L., Richardson T.L., Sweldens W., Urbanke R. Systematic design of unitary space-time constellations // IEEE Trans. Inform. Theory. – 2000. – Vol. 46, № 6. – P. 1962–1973.
22. Иващенко П.В. Навчальний посібник з вивчення модуля № 3 курсу «Теорія зв'язку». Теорія завадостійкості приймання сигналів електрозв'язку. Одеса: ОНАЗ, 2012. – 84 с.
23. Прокис Д. Цифровая связь. / Дж. Прокис; пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
24. Bateman A.J., McGeehan J.P. Data Transmission over UHF Fading Mobile Radio Channels. IEEE Proceedings, vol. 131, Pt. F, n. 4, July, 1984, pp. 364-374.



25. Бакулин М.Г. Технология ММО: принципы и алгоритмы / М.Г. Бакулин, Л.А. Варукина, В.Б. Крейнделин: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с.
26. Слюсар В. Системы ММО: принципы построения и обработка сигналов / Вадим Слюсар // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2005. – № 8. – С. 52–58.
27. Баланис К.А., Иоанидес П.И. Введение в смарт-антенны / Под ред. Попова В.В., Парнеса М.Д.; пер. К.В. Юдинцев. – Москва: Техносфера, 2012. – 200 с.
28. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. – М.: Радиотехника, 2010. – 144 с.
29. Ingason T. Line-of-Sight MIMO for Microwave Links Adaptive Dual Polarized and Spatially Separated Systems [Электронный ресурс], master of science thesis in communication engineering, Department of Signal and Systems, Chalmers University of Technology / Tryggvi Ingason, Liu Haonan Gцteborg. – Sweden, 2009. – p.117. – Режим доступа: <http://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/98876.pdf>.
30. Tong L. Pilot-assisted wireless transmissions / L. Tong, B. M. Sadler, and M. Dong. // IEEE Signal Process, Nov 2004 – v.21(6). – P. 12–25.
31. Zeng Y. Blind MIMO Channel Estimation Method Tolerating Order Overestimation / Yonghong Zeng, Tung Sang Ng // The 8-th International Conference on Communication Systems. – Singapore, 25-28 November 2002. – v.1. – P. 274–278.
32. Medles A. Semiblind channel estimation for MIMO spatial multiplexing systems / A. Medles, D. T. M. Slock // Proc. VTC2001-Fall. – Oct 2001. – v. 2. – P. 1240–1270.
33. Cozzo C. Joint channel estimation and data detection in space-time communication / C. Cozzo and B. L. Hughes // IEEE Trans. Communication, Aug 2003. – №5. – P. 1266–1270.
34. Hassibi B. How much training is needed in multiple-antenna wireless links / B. Hassibi, B. M. Hochwald // IEEE Trans. Inf. Theory, April 2003. – v.49(4). – P. 951–963.

35. Coldrey M. Training-Based MIMO Systems Part I: Performance Comparison/Mikael Coldrey, Patrik Bohlin. // IEEE Transaction on Signal Processing, Nov 2007. – v. 55(11). – P. 5464–5476.
36. Coldrey M. Training-Based MIMO Systems: Part II Improvements Using Detected Symbol Information / Mikael Coldrey, Patrik Bohlin // IEEE Transaction on Signal Processing, 2008. – V. 56. – P. 296–303.
37. Superimposed Periodic Pilots for blind channel estimation. Technical report / Mats Viberg, G. Tong Zhou, Tomas McKelvey. – Chalmers University of Technology and Georgian Institute of Technology, 2001. – P. 115.
38. Viberg M. A First-Order Statistical Method for Channel Estimation / Mats Viberg, G. Tong Zhou, Tomas McKelvey // IEEE Signal Processing Letters, March 2003. – V.10(3). – P. 57–60.
39. Hoeher P. Channel estimation with superimposed pilot sequence / P. Hoeher, F. Tufvesson // In Global Telecommunications Conference. – 1999. – v. 4. – P. 2162–2166.
40. Mazzenga F. Channel estimation and equalization for M-QAM transmission with a hidden pilot sequence / F. Mazzenga // IEEE Trans Broadcast. – Jun 2000. – V. 46–P. 170–176.
41. Telatar E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels / E. Telatar // European Transactions on Telecommunications. – June 1995. – P. 1–28.
42. Jafarkhani H. Space-Time Coding: theory and practice. – Cambridge University Press, 2005. – 320 с.
43. Левин Б.П. Теоретические основы статистической радиотехники: - 3-е изд. перераб. и доп: – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
44. Agrawal D., Tarokli V., Naguib A., Seshadri N. Space-Time Coded OFDM for High Data-Rate Wireless Communication Over Wideband Channels // IEEE Vehicular Technology Conference. – 1998, May. – V.3. P. 2232–2236.
45. Wolniansky P.W. Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture/ Golden G.D., Foschini G.J., Valenzuela R.A., Wolniansky P.W. // Electron. Lett. –1999. – vol. 35, no. 1. P. 14–16.

46. Крейнделин В.Б. Новые методы обработки сигналов в системах беспроводной связи. / В.Б Крейнделин. – СПб.:Линк, 2009. – 272 с.
47. Джиган В. Алгоритмические основы технологии V-BLAST для беспроводной передачи данных / В. Джиган // Первая миля. – 2007.– №1. – С. 19–20.
48. Бакулин М.Г. Повышение скорости передачи информации и спектральной эффективности беспроводных систем связи/ М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.П Шумов. // Цифровая обработка сигналов. – 2006. – №1. – С. 2–12.
49. Крейнделин В.Б., Варукина Л.А. Совместная демодуляция и декодирование сигналов в системе V-BLAST / В.Б. Крейнделин, Л.А. Варукина // Электросвязь. – 2009. – №3 – С. 23–25.
50. IEEE 802.16e. Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems. February 2006.
51. Belfiore J.C., Rekaya G., Viterbo E. The Golden, code: A 2x2 full-rate space-time code with nonvanishing determinants // Chicago; USA, IEEE International Symposium on Information Theory. – 2004. P. 308–311.
52. Rupp M., Mecklenbrauker C. Extended Alamouti schemes for space-time coding // Honolulu, Hawaii, Proceedings of Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC'02). – 2002, October. – P. 3066–3070.
53. IEEE 802.16e. Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems. February 2006.
54. Draft standard IEEE 802.11 In. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications. November 2008.
55. 3GPP TS 36.201 v.8.1.0. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); LTE Physical Layer – General Description (Release 8). November 2007.
56. Hochwald B.M., Sweldens W. Differential unitary space-time modulation. IEEE Trans. Commun., 2000, vol. 48, no. 12, pp. 2041–2052. doi: 10.1109/26.891215
57. Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Квазиоптимальный алгоритм демодуляции- в системе BLAST // Научные технологии. – 2004. – Т. 5. №11. – С. 18–23.

58. Шлома А.М., Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шумов А.И; Новые алгоритмы формирования и обработки/сигналов в системах подвижной связи. – М.: Горячая линия-Телеком; 2008. – 344с.

59. Hassibi B., Vikalo H. On the Sphere-Decoding Algorithm I. Expected Complexity // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2005, August. – V. 53. – P. 2806–2818.

60. Li Q., Wang Z. New Sphere Decoding Architecture for MIMO Systems // Proceedings of 13th NASA Symposium on VLSI Design. – 2007, June – <http://www2.cambr.uidaho.edu/symposiums/13TH NASA VLSI Proceedings/>.

61. Токарь М.С., Рябов И.В. Метод дифференциального пространственно-временного блочного кодирования для применения в системах подвижной радиосвязи с использованием технологии MIMO // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2021. – № 6.

62. Tokar M.S. Development of a differential block coding method for application in mobile radio communication systems using MIMO systems // Technology audit and production reserves. – 2019. – Vol. 4, no 2(48), – P. 28–33.

63. Токарь М.С., Макаревич А.Л. Дифференциальные пространственно-временные блочные коды для современных систем многоантенной радиосвязи» // Электросвязь. – 2017. – № 4. – С. 39–45.

64. Токарь М.С. Дифференциальный метод блочного кодирования для применения в системах MIMO // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2018. – № 1. – С. 147–159.

65. Tarokh V., Jafarkhani H., Calderbank A.R. Space-time block codes from orthogonal designs // IEEE Trans. Inform. Theory. – 1999. – Vol. 45, № 5. – P. 1456–1467.

66. Damen M.O., Gamal H. El, Caire G. On maximum-likelihood detection and the search for the closest lattice point. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, vol. 49, no. 10, pp. 2389-2402. doi: 10.1109/TIT.2003.817444.

67. Ranjitha M., Kirthiga S., Jayakumar M., Nirmala Devi M. Quaternion Orthogonal Design based Sphere Decoder for MIMO Systems. International Conference

on Communication and Signal Processing (ICCSP), Chennai, India, 2019, pp. 0621–0625. doi: 10.1109/ICCSP.2019.8698010.

68. Hassibi B., Vikalo H. On the sphere-decoding algorithm I. Expected complexity. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, vol. 53, no. 8, pp. 2806–2818. doi: 10.1109/TSP.2005.850352.

69. Vikalo H., Hassibi B. On the sphere-decoding algorithm II. Generalizations, second-order statistics, and applications to communications. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005 vol. 53, no. 8, pp. 2819–2834. doi: 10.1109/TSP.2005.850350.

70. Li Z., Cheng X., Han S., Wen M., Yang L., Jiao B. A Low-Complexity Optimal Sphere Decoder for Differential Spatial Modulation. *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, San Diego, CA, USA, 2015, pp. 1–6. doi: 10.1109/GLOCOM.2015.7417823.

71. Ding Y., Li N., Wang Y., Feng S., Chen H. Widely Linear Sphere Decoder in MIMO Systems by Exploiting the Conjugate Symmetry of Linearly Modulated Signals. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, vol. 64, no. 24, pp. 6428–6442. doi: 10.1109/TSP.2016.2598317.

72. Jalden J., Elia P. Sphere Decoding Complexity Exponent for Decoding Full-Rate Codes Over the Quasi-Static MIMO Channel. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2012. vol. 58, no. 9, pp. 5785–5803. doi: 10.1109/TIT.2012.2203581.

73. Xu C., Ng S. X., Hanzo L. Multiple-Symbol Differential Sphere Detection and Decision-Feedback Differential Detection Conceived for Differential QAM. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016. vol. 65, no. 10, pp. 8345–8360. doi: 10.1109/TVT.2015.2512179.

74. Jalden J., Ottersten B. On the complexity of sphere decoding in digital communications. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, vol. 53, no. 4, pp. 1474–1484. doi: 10.1109/TSP.2005.843746.

75. Li Q., Wang Z. An Improved K-Best Sphere Decoding Architecture for MIMO Systems. *Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, 2006, pp. 2190–2194. doi: 10.1109/ACSSC.2006.355157.

76. Razavizadeh S.M., Vakili T.V., Azmi P. A New Modified Viterbo-Boutros Sphere Decoding Algorithm. Iranian Journal of Science and Technology. Transaction B: Engineering, 2006, vol. 30, no. B2, pp. 285–290. doi: 10.22099/IJSTE.2006.869

77. Albreem M. A. M., Yusof N. M., Hamzah F. N. Simplified sphere detection algorithm for LTE downlink. International Conference on Space Science and Communication (IconSpace), Langkawi, 2015, pp. 418–423, doi: 10.1109/IconSpace.2015.7283840

78. Jun X., Diyuan G., Zengye W. Research of Improved Sphere Decoding Algorithm. Chinese Control and Decision Conference (CCDC), Nanchang, China, 2019, pp. 1043–1047. doi: 10.1109/CCDC.2019.8833103

79. Токарь М.С. Алгоритм декодирования низкой сложности для систем передачи дифференциального пространственно-временного блочного кодирования // Радиотехника. – 2021. – № 4. – С. 89-98.

80. Препарата Ф., Шеймос М. Вычислительная геометрия: Введение: Пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 478 с.

81. Tarokh V., Jafarkhani H. A differential detection scheme for transmit diversity // IEEE J. Select. Areas in Comm. – 2000. – Vol. 18, № 7. – P. 1169–1174. doi: 10.1109/49.857917.

82. Мартынов Е.М. Синхронизация в системах передачи дискретных сообщений. М.: Связь, 1972. – 216 с.

83. Marey M., Dobre O., Inkol R. A Novel Blind Block Timing and Frequency Synchronization Algorithm for Alamouti STBC / IEEE Comm. Letters. – 2013. – Vol. 17, no. 3, – P. 569–572.

84. Marey M., Dobre O., Liao B. Second-Order Statistics-Based Blind Synchronization Algorithm for Two Receive-Antenna Orthogonal STBC Systems / IEEE Comm. Letters. – 2014. – Vol. 18, no. 7, – P. 1115–1118.

85. Токарь М.С., Рябов И.В. Слепая кадровая синхронизация в системе передачи с дифференциальным пространственно-временным блочным кодированием // Радиотехника. – 2021. – № 4. – С. 99–107.

86. Tokar M.S. Development of blind frame synchronization for transfer system with differential space-time block coding. // Technology audit and production reserves. – 2020. – Vol. 1, no 2(51), – P. 30–34.

87. Иващенко П.В., Токарь М.С. Слепая синхронизация демодуляторов сигналов блокового пространственно-временного кодирования // Международная конференция «Измерительная и вычислительная техника в технологических процессах» (ИВТТП-2020). Одесса 2020.

88. Сирота А.А. Методы и алгоритмы анализа данных и их моделирование в MATLAB: учеб. Пособие. – СПб.: БХВ-Петербург, 2016. – 384 с.

89. Пашкевич А.В. Теория вероятностей и математическая статистика для социологов и менеджеров: Учебник. – М.: Академия, 2014. – 336 с.

90. Кормен Т., Лейзерсон Ч., Ривест Р., Штайн К. Алгоритмы: построение и анализ. 2-е изд. М.: Вильямс, 2005. – 1296 с.

91. Разборов А.А. О сложности вычислений // Математическое Просвещение. Сер. 3, вып. 3. М.: МЦНМО: ЧеРо, 1999. С. 127–141.

92. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021660125 Российская Федерация. Программа алгоритма “слепой” кадровой синхронизации декодера сигнала дифференциального пространственно-временного блокового кода / М.С. Токарь, И.В. Рябов; правообладатель ФГБОУ ВО «Поволжский государственный технологический университет». – № 2021619304; заявл. 15.07.2021 г.; опубл. 22.07.2021. – 1 с.

93. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021660124 Российская Федерация. Программа дифференциального метода передачи сигналов для систем связи с пространственно-временным кодированием (кодер - декодер) / М.С. Токарь, И.В. Рябов; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВО «Поволжский государственный технологический университет». – № 2021619300; заявл. 15.07.2021 г.; опубл. 22.07.2021. – 1 с.

## ПРИЛОЖЕНИЕ 1

## Пространственно-временные коды стандартов IEEE и 3GPP

Таблица 1 – Пространственно-временные коды стандарта IEEE 802.16e [53]

Порождающая матрица	$M$	$R_{STC}$	Класс кода
$\begin{vmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{vmatrix}$	2	1	Ортогональный
$\begin{vmatrix} s_1 \\ s_2 \end{vmatrix}$	2	2	Неортогональный
$\frac{1}{\sqrt{1+r^2}} \begin{vmatrix} s_1 + jrs_4 & rs_2 + s_3 \\ s_2 - rs_3 & jrs_1 + s_4 \end{vmatrix}, r = \frac{\sqrt{5}-1}{2}$	2	2	Неортогональный
$A_1 = \begin{vmatrix} \tilde{s}_1 & -s_2^* & 0 & 0 \\ \tilde{s}_2 & s_1^* & \tilde{s}_3 & -s_4^* \\ 0 & 0 & \tilde{s}_4 & s_3^* \end{vmatrix}$ где $s_i$ – комплексный информационный символ, т.е. $s_i = s_{iI} + js_{iQ}$ , а $\tilde{s}_i$ определяется следующим образом: $\tilde{s}_1 = s_{1I} + js_{3Q}; \tilde{s}_2 = s_{2I} + js_{4Q}$ $\tilde{s}_3 = s_{3I} + js_{1Q}; \tilde{s}_4 = s_{4I} + js_{2Q}$	3	1	Ортогональный
$B_1 = \begin{vmatrix} \sqrt{3/4} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3/4} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{3/4} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \tilde{s}_1 & -s_2^* & 0 & 0 \\ \tilde{s}_2 & s_1^* & \tilde{s}_3 & -s_4^* \\ 0 & 0 & \tilde{s}_4 & s_3^* \end{vmatrix}$ где $\tilde{s}_i$ определяется как $\tilde{s}_1 = s_{1I} + js_{3Q}; \tilde{s}_2 = s_{2I} + js_{4Q}$ $\tilde{s}_3 = s_{3I} + js_{1Q}; \tilde{s}_4 = s_{4I} + js_{2Q}$ $\tilde{s}_5 = s_{5I} + js_{7Q}; \tilde{s}_6 = s_{6I} + js_{8Q}$ $\tilde{s}_7 = s_{7I} + js_{5Q}; \tilde{s}_8 = s_{8I} + js_{6Q}$	3	2	Неортогональный
$\begin{vmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{vmatrix}$	3	3	Неортогональный
$\begin{vmatrix} s_1 & -s_2^* & 0 & 0 \\ s_2 & s_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_3 & -s_4^* \\ 0 & 0 & s_4 & -s_3^* \end{vmatrix}$	4	1	Ортогональный
$\begin{vmatrix} s_1 & -s_2^* & s_5 & -s_7^* \\ s_2 & s_1^* & s_6 & -s_8^* \\ s_3 & -s_4^* & s_7 & -s_5^* \\ s_4 & s_3^* & s_8 & -s_6^* \end{vmatrix}$	4	2	Неортогональный
$\begin{vmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{vmatrix}$	4	4	Неортогональный



Таблица 2 – Пространственно-временные коды стандарта IEEE 802.11n [54]

Порождающая матрица	$M$	$R_{STC}$	Класс кода
$\begin{vmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{vmatrix}$	2	1	Ортогональный
$\begin{vmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \\ s_3 & s_4 \end{vmatrix}$	3	2	Неортогональный
$\begin{vmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \\ s_3 & s_4 \\ -s_4^* & s_3^* \end{vmatrix}$	4	2	Неортогональный
$\begin{vmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \\ s_3 & s_4 \\ s_5 & s_6 \end{vmatrix}$	4	3	Неортогональный

Таблица 3 – Пространственно-временные коды стандарта 3GPP Release 8 [55]

Порождающая матрица	$M$	$R_{STC}$	Класс кода
$\begin{vmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{vmatrix}$	2	1	Ортогональный
$\begin{vmatrix} s_1 \\ s_2 \end{vmatrix}$	3	2	Неортогональный
$\begin{vmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \\ s_3 & -s_4^* \\ s_4 & s_3^* \end{vmatrix}$	4	2	Неортогональный
$\begin{vmatrix} 0 & 0 & -s_4^* & s_3^* \\ -s_2^* & s_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_3 & s_4 \\ s_1 & s_2 & 0 & 0 \end{vmatrix}$	4	1	Ортогональный

## ПРИЛОЖЕНИЕ 2

### Программный код имитационной модели алгоритма «слепой» кадровой синхронизации демодулятора сигналов ДПВБК на языке программирования среды MATLAB R2017a [92]

#### 1. Основной программный код для $M=2$ и $N=1; 2; 4$ .

```

clear all, close all; nTx=2; tic; t1=0; f=0;
M=2; b=1000; [constel_R,table_R,table_all,constel_diff]=Table_new(nTx,M);
Eb_N0_dB=[0:2:20]; paket=10;
if M==2
    a=1; N=b*a;
elseif M==4
    a=2; N=b*a;
elseif M==8
    a=3; N=b*a;
end
ip=zeros(1,N);
kol=N/(a*nTx); kol_packet=kol; op=(1/nTx^0.5)*ones(1,nTx);
n=zeros(16,kol); l=kol/paket; b=1;
H21=[-0.1234+0.9742i; 0.7096+0.0651i];
H22=[-0.1234+0.9742i 0.3159-0.5145i; 0.7096+0.0651i -0.6053+0.1755i];
H24=[-0.1234+0.9742i 0.3159-0.5145i 0.1923+0.3560i 0.1071+0.7328i; 0.7096+0.0651i
-0.6053+0.1755i -0.3485-0.8154i 0.7053+1.0485i];
nom21=zeros(1,1); nom22=nom21; nom24=nom21;
synchro21=zeros(1,3); synchro22=synchro21; synchro24=synchro21;
w21_erorr=zeros(kol,3); w22_erorr=w21_erorr; w24_erorr=w21_erorr;

ip=randint(1,N,[0 1]); inf=reshape(ip,a*nTx,kol);
n=(1/nTx^0.5)*[randn(16,kol)+1i*randn(16,kol)];
for ii=1:length(Eb_N0_dB)
    SNR=10^(-Eb_N0_dB(ii)/20);
    for jj=3:kol
        if jj==3
            for tt=1:2
                if M==2
                    inf1=inf(1,tt); inf2=inf(2,tt); inf3=0; inf4=0;
                    inf5=0; inf6=0;
                elseif M==4
                    inf1=inf(1,tt); inf2=inf(2,tt); inf3=inf(3,tt);
                    inf4=inf(4,tt); inf5=0; inf6=0;
                elseif M==8
                    inf1=inf(1,tt); inf2=inf(2,tt); inf3=inf(3,tt);
                    inf4=inf(4,tt); inf5=inf(5,tt); inf6=inf(6,tt);
                end
                [Def(1,tt),Def(2,tt),col_R] =
encoding(inf1,inf2,inf3,inf4,inf5,inf6,nTx,M,table_all);
            end
            X1=[op(1) -op(2)'; % это X1
                op(2) op(1)']; %
            X2=X1*[Def(1,1) -Def(2,1)'; % это X2
                Def(2,1) Def(1,1)']; %
            X3=X2*[Def(1,2) -Def(2,2)']; % это X3
                Def(2,2) Def(1,2)']; %
            R_21_1=X1.*H21(:, :, 1)+[n(1,1); % это Y1_21
                n(3,1)]*SNR; %

```

```

R_22_1=X1.*H22(:, :, 1)+[n(1,1) n(3,1); % это Y1_22
                        n(2,1) n(4,1)]*SNR;
R_24_1=X1.*H24(:, :, 1)+[n(1,1) n(3,1) n(5,1) n(7,1); %это Y1_24
                        n(2,1) n(4,1) n(6,1) n(8,1)]*SNR;
R_21_2=X2.*H21(:, :, 1)+[n(2,1); % это Y2_21
                        n(4,1)]*SNR;
R_22_2=X2.*H22(:, :, 1)+[n(5,1) n(7,1); % это Y2_22
                        n(6,1) n(8,1)]*SNR;
R_24_2=X2.*H24(:, :, 1)+[n(9,1) n(11,1) n(13,1) n(15,1); %это Y2_24
                        n(10,1) n(12,1) n(14,1)
                        n(16,1)]*SNR;
R_21_3=X3.*H21(:, :, 1)+[n(5,2); % это Y3_21
                        n(6,2)]*SNR;
R_22_3=X3.*H22(:, :, 1)+[n(9,2) n(11,2); % это Y3_22
                        n(10,2) n(12,2)]*SNR;
R_24_3=X3.*H24(:, :, 1)+[n(3,2) n(5,2) n(7,2) n(9,2); % это Y3_24
                        n(4,2) n(6,2) n(8,2) n(10,2)]*SNR;
end
if M==2
    inf1=inf(1,jj); inf2=inf(2,jj); inf3=0; inf4=0; inf5=0; inf6=0;
elseif M==4
    inf1=inf(1,jj); inf2=inf(2,jj); inf3=inf(3,jj); inf4=inf(4,jj);
    inf5=0; inf6=0;
elseif M==8
    inf1=inf(1,jj); inf2=inf(2,jj); inf3=inf(3,jj); inf4=inf(4,jj);
    inf5=inf(5,jj); inf6=inf(6,jj);
end
[D1,D2,col_R] = encoding(inf1,inf2,inf3,inf4,inf5,inf6,nTx,M,table_all);
X4=X3*[D1 -D2'; % это X4
        D2 D1'];
R_21_4=X4.*H21(:, :, 1)+[n(5,jj); % это Y4_21
                        n(6,jj)]*SNR;
R_22_4=X4.*H22(:, :, 1)+[n(9,jj) n(11,jj); % это Y4_22
                        n(10,jj) n(12,jj)]*SNR;
R_24_4=X4.*H24(:, :, 1)+[n(3,jj) n(5,jj) n(7,jj) n(9,jj); % это Y4_24
                        n(4,jj) n(6,jj) n(8,jj)
                        n(10,jj)]*SNR;
R_21_errorr(:, :, 1)=[R_21_1(2, :); % это R1_21
                    R_21_2(1, :)];
R_22_errorr(:, :, 1)=[R_22_1(2, :); % это R1_22
                    R_22_2(1, :)];
R_24_errorr(:, :, 1)=[R_24_1(2, :); % это R1_24
                    R_24_2(1, :)];
R_21_errorr(:, :, 2)=[R_21_2(2, :); % это R2_21
                    R_21_3(1, :)];
R_22_errorr(:, :, 2)=[R_22_2(2, :); % это R2_22
                    R_22_3(1, :)];
R_24_errorr(:, :, 2)=[R_24_2(2, :); % это R2_24
                    R_24_3(1, :)];
R_21_errorr(:, :, 3)=[R_21_3(2, :); % это R3_21
                    R_21_4(1, :)];
R_22_errorr(:, :, 3)=[R_22_3(2, :); % это R3_22
                    R_22_4(1, :)];
R_24_errorr(:, :, 3)=[R_24_3(2, :); % это R3_22
                    R_24_4(1, :)];
DD21_errorr(:, 1)=([R_21_errorr(1,1,1)' R_21_errorr(2,1,1);
                  R_21_errorr(2,1,1)' -R_21_errorr(1,1,1)]*
[R_21_errorr(1,1,2);
R_21_errorr(2,1,2)'])/sum(sum(abs(R_21_errorr(:, :, 1)).^2));
DD22_errorr(:, 1)=([R_22_errorr(1,1,1)' R_22_errorr(2,1,1);
                  R_22_errorr(2,1,1)' -
R_22_errorr(1,1,1)]*[R_22_errorr(1,1,2);

```

```

R_22_erorr(2,1,2)']+[R_22_erorr(1,2,1)' R_22_erorr(2,2,1);
R_22_erorr(2,2,1)' -R_22_erorr(1,2,1)]*[R_22_erorr(1,2,2);
R_22_erorr(2,2,2)']]/sum(sum(abs(R_22_erorr(:, :, 1)).^2));
    DD24_erorr(:,1)=([R_24_erorr(1,1,1)' R_24_erorr(2,1,1);
R_24_erorr(2,1,1)' -R_24_erorr(1,1,1)]*[R_24_erorr(1,1,2);
R_24_erorr(2,1,2)']+[R_24_erorr(1,2,1)' R_24_erorr(2,2,1);
R_24_erorr(2,2,1)' -R_24_erorr(1,2,1)]*[R_24_erorr(1,2,2);
R_24_erorr(2,2,2)']+[R_24_erorr(1,3,1)' R_24_erorr(2,3,1);
R_24_erorr(2,3,1)' -R_24_erorr(1,3,1)]*[R_24_erorr(1,3,2);
R_24_erorr(2,3,2)']+[R_24_erorr(1,4,1)' R_24_erorr(2,4,1);
R_24_erorr(2,4,1)' -R_24_erorr(1,4,1)]*[R_24_erorr(1,4,2);
R_24_erorr(2,4,2)']]/sum(sum(abs(R_24_erorr(:, :, 1)).^2));
    %=====
    DD21_erorr(:,2)=([R_21_2(1,1)' R_21_2(2,1);
R_21_2(2,1)' -R_21_2(1,1)]*[R_21_3(1,1);
R_21_3(2,1)']]/sum(sum(abs(R_21_2(:, :)).^2));
    DD22_erorr(:,2)=([R_22_2(1,1)' R_22_2(2,1);
R_22_2(2,1)' -R_22_2(1,1)]*[R_22_3(1,1);
R_22_3(2,1)']+[R_22_2(1,2)'
R_22_2(2,2)'
-R_22_2(1,2)]*[R_22_3(1,2);
R_22_3(2,2)']]/sum(sum(abs(R_22_2(:, :)).^2));
    DD24_erorr(:,2)=([R_24_2(1,1)' R_24_2(2,1);
R_24_2(2,1)' -R_24_2(1,1)]*[R_24_3(1,1);
R_24_3(2,1)']+[R_24_2(1,2)'
R_24_2(2,2)'
-R_24_2(1,2)]*[R_24_3(1,2);
R_24_3(2,2)']+[R_24_2(1,3)' R_24_2(2,3);
R_24_2(2,3)' -R_24_2(1,3)]*[R_24_3(1,3);
R_24_3(2,3)']+[R_24_2(1,4)' R_24_2(2,4);
R_24_2(2,4)' -R_24_2(1,4)]*[R_24_3(1,4);
R_24_3(2,4)']]/sum(sum(abs(R_24_2(:, :)).^2));
    %=====
    DD21_erorr(:,3)=([R_21_erorr(1,1,2)' R_21_erorr(2,1,2);
R_21_erorr(2,1,2)' -
R_21_erorr(1,1,2)]*[R_21_erorr(1,1,3);
R_21_erorr(2,1,3)']]/sum(sum(abs(R_21_erorr(:, :, 2)).^2));
    DD22_erorr(:,3)=([R_22_erorr(1,1,2)' R_22_erorr(2,1,2);
R_22_erorr(2,1,2)' -
R_22_erorr(1,1,2)]*[R_22_erorr(1,1,3);
R_22_erorr(2,1,3)']+[R_22_erorr(1,2,2)' R_22_erorr(2,2,2);

```

```

R_22_erorr(2,2,2)' -R_22_erorr(1,2,2)]*[R_22_erorr(1,2,3);
R_22_erorr(2,2,3)']]/sum(sum(abs(R_22_erorr(:, :, 2)).^2));
    DD24_erorr(:, 3)=([R_24_erorr(1,1,2)' R_24_erorr(2,1,2);
    R_24_erorr(2,1,2)' -
R_24_erorr(1,1,2)]*[R_24_erorr(1,1,3);
R_24_erorr(2,1,3)']+[R_24_erorr(1,2,2)' R_24_erorr(2,2,2);
R_24_erorr(2,2,2)' -R_24_erorr(1,2,2)]*[R_24_erorr(1,2,3);
R_24_erorr(2,2,3)']+[R_24_erorr(1,3,2)' R_24_erorr(2,3,2);
R_24_erorr(2,3,2)' -R_24_erorr(1,3,2)]*[R_24_erorr(1,3,3);
R_24_erorr(2,3,3)']+[R_24_erorr(1,4,2)' R_24_erorr(2,4,2);
R_24_erorr(2,4,2)' -R_24_erorr(1,4,2)]*[R_24_erorr(1,4,3);
R_24_erorr(2,4,3)']]/sum(sum(abs(R_24_erorr(:, :, 2)).^2));
%=====
for B=1:3
    for m=1:col_R
        d21_erorr(:,m)=(abs(DD21_erorr(1,B)-
table_R(m,1))^2)+(abs(DD21_erorr(2,B)-table_R(m,2))^2);
        d22_erorr(:,m)=(abs(DD22_erorr(1,B)-
table_R(m,1))^2)+(abs(DD22_erorr(2,B)-table_R(m,2))^2);
        d24_erorr(:,m)=(abs(DD24_erorr(1,B)-
table_R(m,1))^2)+(abs(DD24_erorr(2,B)-table_R(m,2))^2);
    end
    [w21_erorr(jj,B),i21_erorr]=min(d21_erorr,[],2); clear d21_erorr;
    [w22_erorr(jj,B),i22_erorr]=min(d22_erorr,[],2); clear d22_erorr;
    [w24_erorr(jj,B),i24_erorr]=min(d24_erorr,[],2); clear d24_erorr;
end
R_21_1=R_21_2; R_21_2=R_21_3; R_21_3=R_21_4;
R_22_1=R_22_2; R_22_2=R_22_3; R_22_3=R_22_4;
R_24_1=R_24_2; R_24_2=R_24_3; R_24_3=R_24_4;
X3=X4;
end
w21_erorr(1,1)=0.05; w21_erorr(2,1)=0.05; w21_erorr(1,2)=0; w21_erorr(2,2)=0;
w21_erorr(1,3)=0.05; w21_erorr(2,3)=0.05;
w22_erorr(1,1)=0.05; w22_erorr(2,1)=0.05; w22_erorr(1,2)=0; w22_erorr(2,2)=0;
w22_erorr(1,3)=0.05; w22_erorr(2,3)=0.05;
w24_erorr(1,1)=0.05; w24_erorr(2,1)=0.05; w24_erorr(1,2)=0; w24_erorr(2,2)=0;
w24_erorr(1,3)=0.05; w24_erorr(2,3)=0.05;
for ll=1:l
    synchro21(ll,:)=sum(w21_erorr(b+paket*(ll-1):paket*ll,:));
    synchro22(ll,:)=sum(w22_erorr(b+paket*(ll-1):paket*ll,:));
    synchro24(ll,:)=sum(w24_erorr(b+paket*(ll-1):paket*ll,:));
    [w_nom21,nom21(ll,:)]=min(synchro21(ll,:), [], 2);
    [w_nom22,nom22(ll,:)]=min(synchro22(ll,:), [], 2);
    [w_nom24,nom24(ll,:)]=min(synchro24(ll,:), [], 2);
end
erorr21(:,ii)=(1-length(find(nom21 ==2)))/1.';
erorr22(:,ii)=(1-length(find(nom22 ==2)))/1.';
erorr24(:,ii)=(1-length(find(nom24 ==2)))/1.';
f=f+1
end
t1=(t1+toc)/60
erorr21
erorr22
erorr24

```

```

figure('position', [300, 300, 550, 550]);
semilogy(Eb_N0_dB,erorr21,'bd--','LineWidth',2);
hold on
semilogy(Eb_N0_dB,erorr22,'rd--','LineWidth',2);
semilogy(Eb_N0_dB,erorr24,'md--','LineWidth',2);
axis([Eb_N0_dB(1) Eb_N0_dB(end) 10^-6 max(erorr21)],axis square);
grid on
legend('MIMO 2*1','MIMO 2*2','MIMO 2*4');
xlabel('SNR, dB');
ylabel('P_ош');
title('BPSK, k=5');
hold off;

figure('position', [1000, 300, 550, 550]);
plot(Eb_N0_dB,1-erorr21,'bd--','LineWidth',2);
hold on
plot(Eb_N0_dB,1-erorr22,'rd--','LineWidth',2);
plot(Eb_N0_dB,1-erorr24,'md--','LineWidth',2);
axis([Eb_N0_dB(1) Eb_N0_dB(end) 0.5 1]),axis square;
grid on
legend('MIMO 2*1','MIMO 2*2','MIMO 2*4');
xlabel('SNR, dB');
ylabel('P_обнар. ');
title('BPSK, k=5');
hold off;

```

## 2. Код подпрограммы «Генерация таблицы состояний кодера»

```

function [constel_R,table_R,Matr,constel_diff]=Table_new(nTx,M)
as=0;
m=nTx*log2(M); n=M^nTx; z=0; k=1; per=2; l=0; Matr=zeros(n,m+nTx*2);
h=mod([0:n-1],n^0.5)+1; e=n^0.5; constel=zeros(1,M);
for b=1:M
    constel(b)=(1/nTx^0.5)*exp(complex(0,2*pi*b)/M);
end
for p=1:M
    const2(p)=(1/nTx^0.5)*exp(complex(0,2*pi*p)/M+complex(0,pi/4));
end
for ad=1:M
    for af=1:M
        as=as+1;
        constel_diff(:, :, as)=[const2(ad) -const2(af)';...
                                const2(af) const2(ad)'];
    end
end
for i=1:m+nTx*3
    if i<=nTx
        for a=1:n
            Matr(a,i)=1/nTx^0.5;
        end
    elseif i>nTx & i<=nTx+m
        for j=1:per
            b=n/per;
            for p=k:b+1
                Matr(p,i)=z;
            end
            k=b+1+1; l=b+1;
            if z==0
                z=z+1;
            elseif z==1
                z=z*0;
            end
        end
    end
end

```

```

        end
    end
    l=0; per=per*2; k=1;
elseif i>nTx+m & i<=nTx*2+m
    for c=1:e
        d=n/e;
        for f=k:d+1
            if d>1
                g=c;
            elseif d==1
                g=h(c);
            end
            Matr(f,i)=constel(g);
        end
        k=d+1+1; l=d+1;
    end
    l=0; e=e*e; k=1;
elseif i>nTx*2+m
    for v=1:n
        if i==nTx*2+m+1
            Matr(v,i)=Matr(v,m+nTx*2)*conj(Matrx(v,nTx))+...
                Matr(v,m+nTx*2-1)*conj(Matrx(v,nTx-1));
        elseif i==nTx*3+m
            Matr(v,i)=Matr(v,m+nTx*2)*Matrx(v,nTx-1)-...
                Matr(v,m+nTx*2-1)*Matrx(v,nTx);
        end
    end
end
end
end
Matr=round(Matrx*100000)/100000;
constel_R=unique(Matrx(:,nTx*2+m+1));
table_R=[Matrx(:,nTx*2+m+1) Matr(:,nTx*2+m+2)];
end

```

### 3. Код подпрограммы кодера

```

function [R1,R2,col_R]=encoding(inf1,inf2,inf3,inf4,inf5,inf6,nTx,M,...
                                table_all)
%=====
if nTx==2 & M==2 % BPSK modulation
k=1; n=2; col_R=4; a=0; b=[2 1]; inf=[inf1 inf2];
for i=1:n
    if inf(i)==0
        a=a+0;
    else a=a+b(i);
    end
    if i==n
        R1=table_all(a+1,k+6);
        R2=table_all(a+1,k+7);
    end
end
%=====
elseif nTx==2 & M==4 % QPSK modulation
k=1; n=4; col_R=16; a=0; b=[8 4 2 1]; inf=[inf1 inf2 inf3 inf4];
for i=1:n
    if inf(i)==0
        a=a+0;
    else a=a+b(i);
    end
    if i==n
        R1=table_all(a+1,k+8);
    end
end

```

```
        R2=table_all(a+1,k+9);
    end
end
%=====
elseif nTx==2 & M==8 % 8-PSK modulation
k=1; n=6; col_R=64; a=0; b=[32 16 8 4 2 1];
inf=[inf1 inf2 inf3 inf4 inf5 inf6];
for i=1:n
    if inf(i)==0
        a=a+0;
    else a=a+b(i);
    end
    if i==n
        R1=table_all(a+1,k+10);
        R2=table_all(a+1,k+11);
    end
end
end
end
```



## ПРИЛОЖЕНИЕ 3

### Программный код имитационной модели метода ДПВБК на языке программирования среды MATLAB R2017a [93]

#### 1. Основной программный код для $M=2$ и $N=1; 2; 4; 8$

```

clear all, close all; nTx=2;
M=4; b=100; Eb_N0_dB=[0:5:25];
[constel_R,table_R,table_all,constel_diff]=Table_new(nTx,M);
if M==2
    a=1; N=b*a;
elseif M==4
    a=2; N=b*a;
elseif M==8
    a=3; N=b*a;
end
%===== ВЫДЕЛЕНИЕ ПАМЯТИ ОБЩЕЕ =====
kol=N/(a*nTx); n2=(1/nTx^0.5)*[randn(nTx*16,kol)+j*randn(nTx*16,kol)];
ip=randi([0 1],1,N); inf=reshape(ip,a*nTx,kol); op=(1/nTx^0.5)*ones(1,nTx);
%===== Для 2*1 =====
ip_dec_21=zeros(1,N); H_21=(1/nTx^0.5)*[randn(2,kol)+j*randn(2,kol)];
inf_dec_21=zeros(nTx*a,kol);
%===== Для 2*2 =====
ip_dec_22=ip_dec_21; H_22=(1/nTx^0.5)*[randn(2,2,kol)+j*randn(2,2,kol)];
inf_dec_22=inf_dec_21;
%===== Для 2*4 =====
ip_dec_24=ip_dec_21; H_24=(1/nTx^0.5)*[randn(4,2,kol)+j*randn(4,2,kol)];
inf_dec_24=inf_dec_21;
%===== Для 2*8 =====
ip_dec_28=ip_dec_21; H_28=(1/nTx^0.5)*[randn(8,2,kol)+j*randn(8,2,kol)];
inf_dec_28=inf_dec_21;
%===== НАЧАЛО =====
for ii=1:length(Eb_N0_dB)
    x1_21=op(1); x2_21=op(2); x1_22=op(1); x2_22=op(2);
    x1_24=op(1); x2_24=op(2); x1_28=op(1); x2_28=op(2);
    SNR=10^(-Eb_N0_dB(ii)/20);
%=====
    for jj=1:kol
        if M==2
            inf1=inf(1,jj); inf2=inf(2,jj); inf3=0; inf4=0; inf5=0; inf6=0;
        elseif M==4
            inf1=inf(1,jj); inf2=inf(2,jj); inf3=inf(3,jj); inf4=inf(4,jj);
            inf5=0; inf6=0;
        elseif M==8
            inf1=inf(1,jj); inf2=inf(2,jj); inf3=inf(3,jj); inf4=inf(4,jj);
            inf5=inf(5,jj); inf6=inf(6,jj);
        end
        [R1,R2,col_R] = encoding(inf1,inf2,inf3,inf4,inf5,inf6,nTx,M,...
            table_all);
%===== 2*1 =====
        X_21=[x1_21 -x2_21';
            x2_21 x1_21'];
        x34_21=X_21*[R1;R2];
        r1_21=X_21.*H_21(:,jj)+n2(1:2,jj)*SNR;
        r2_21=[x34_21(1) x34_21(2);
            -x34_21(2)' x34_21(1)']*H_21(:,jj)+n2(3:4,jj)*SNR;
        R12=([r1_21(1)' r1_21(2);
            r1_21(2)' -r1_21(1)]*[r2_21(1);

```

```

r2_21(2)')/(abs(r1_21(1))^2+abs(r1_21(2))^2);
%===== 2*2 =====
x34_22=[x1_22 -x2_22';x2_22 x1_22']*[R1;R2];
r12_22=H_22(:, :, jj)*[x1_22 -x2_22';
                        x2_22 x1_22']+[n2(1, jj) n2(3, jj);
                                         n2(2, jj) n2(4, jj)]*SNR;
r34_22=H_22(:, :, jj)*[x34_22(1) -x34_22(2)';
                        x34_22(2) x34_22(1)']+[n2(5, jj) n2(7, jj);
                                                n2(6, jj) n2(8, jj)]*SNR;

sum_22n=sum(sum(abs(r12_22).^2));
R11rr=(r12_22(:, 1)'*r34_22(:, 1)+r34_22(:, 2)'*r12_22(:, 2))/sum_22n;
R22rr=(r12_22(:, 2)'*r34_22(:, 1)-r34_22(:, 2)'*r12_22(:, 1))/sum_22n;
%===== 2*4 =====
x34_24=[x1_24 -x2_24';x2_24 x1_24']*[R1;R2];
r1_24=H_24(:, :, jj)*[x1_24;x2_24]+n2(1:4, jj)*SNR;
r2_24=H_24(:, :, jj)*[-x2_24';x1_24']+[n2(5:8, jj)]*SNR;
r3_24=H_24(:, :, jj)*[x34_24(1);x34_24(2)]+[n2(9:12, jj)]*SNR;
r4_24=H_24(:, :, jj)*[-x34_24(2)';x34_24(1)']+[n2(13:16, jj)]*SNR;
sum_24=sum(abs(r1_24).^2)+sum(abs(r2_24).^2);
R11r_24=(r1_24'*r3_24+r4_24'*r2_24)/sum_24;
R22r_24=(r2_24'*r3_24-r4_24'*r1_24)/sum_24;
%===== 2*8 =====
x34_28=[x1_28 -x2_28';x2_28 x1_28']*[R1;R2];
r1_28=H_28(:, :, jj)*[x1_28;x2_28]+n2(1:8, jj)*SNR;
r2_28=H_28(:, :, jj)*[-x2_28';x1_28']+[n2(9:16, jj)]*SNR;
r3_28=H_28(:, :, jj)*[x34_28(1);x34_28(2)]+[n2(17:24, jj)]*SNR;
r4_28=H_28(:, :, jj)*[-x34_28(2)';x34_28(1)']+[n2(25:32, jj)]*SNR;
sum_28=sum(abs(r1_28).^2)+sum(abs(r2_28).^2);
R11r_28=(r1_28'*r3_28+r4_28'*r2_28)/sum_28;
R22r_28=(r2_28'*r3_28-r4_28'*r1_28)/sum_28;
%===== ДЕКОДИРОВАНИЕ =====
for m=1:col_R
    d1(:, m)=(abs(R12(1)-table_R(m, 1))^2)+(abs(R12(2)-table_R(m, 2))^2);
    d2(:, m)=(abs(R11rr-table_R(m, 1))^2)+(abs(R22rr-table_R(m, 2))^2);
    d3(:, m)=(abs(R11r_24-table_R(m, 1))^2)+(abs(R22r_24-table_R(m, 2))^2);
    d4(:, m)=(abs(R11r_28-table_R(m, 1))^2)+(abs(R22r_28-table_R(m, 2))^2);
end

[w1, i1]=min(d1, [], 2);
[inf_dec_211]=decoding_new(table_all, col_R, table_R(i1, 1), ...
    table_R(i1, 2), nTx);    inf_dec_21(:, jj)=inf_dec_211.';
[w2, i2]=min(d2, [], 2);
[inf_dec_221]=decoding_new(table_all, col_R, table_R(i2, 1), ...
    table_R(i2, 2), nTx);    inf_dec_22(:, jj)=inf_dec_221.';
[w3, i3]=min(d3, [], 2);
[inf_dec_241]=decoding_new(table_all, col_R, table_R(i3, 1), ...
    table_R(i3, 2), nTx);    inf_dec_24(:, jj)=inf_dec_241.';
[w4, i4]=min(d4, [], 2);
[inf_dec_281]=decoding_new(table_all, col_R, table_R(i4, 1), ...
    table_R(i4, 2), nTx);    inf_dec_28(:, jj)=inf_dec_281.';
end
ip_dec_21=reshape(inf_dec_21, 1, N);
[num_21, rt_21(ii)] = symerr(ip_dec_21, ip);
ip_dec_22=reshape(inf_dec_22, 1, N);
[num_22, rt_22(ii)] = symerr(ip_dec_22, ip);
ip_dec_24=reshape(inf_dec_24, 1, N);
[num_24, rt_24(ii)] = symerr(ip_dec_24, ip);
ip_dec_28=reshape(inf_dec_28, 1, N);
[num_28, rt_28(ii)] = symerr(ip_dec_28, ip);
end
figure('position', [600, 300, 550, 550]);
semilogy(Eb_N0_dB, rt_21, 'kp-', 'LineWidth', 2);
hold on
semilogy(Eb_N0_dB, rt_22, 'rp-', 'LineWidth', 2);

```

```

semilogy(Eb_N0_dB,rt_24,'bp-','LineWidth',2);
semilogy(Eb_N0_dB,rt_28,'mp-','LineWidth',2);
axis([Eb_N0_dB(1) Eb_N0_dB(end) 10^-6 1]),axis square;
grid on
legend('DSTBC_p 2*1','DSTBC_p 2*2','DSTBC_p 2*4','DSTBC_p 2*8');
xlabel('Отношение сигнал/шум в системе, dB');
ylabel('Вероятность битовой ошибки');
title('Кривые помехоустойчивости при BPSK');
hold off;

```

## 2. Код подпрограммы «Генерация таблицы состояний кодера»

```

function [constel_R,table_R,Matr,constel_diff]=Table_new(nTx,M)
as=0;
m=nTx*log2(M); n=M^nTx; z=0; k=1; per=2; l=0; Matr=zeros(n,m+nTx*2);
h=mod([0:n-1],n^0.5)+1; e=n^0.5; constel=zeros(1,M);
for b=1:M
    constel(b)=(1/nTx^0.5)*exp(complex(0,2*pi*b)/M);
end
for p=1:M
    const2(p)=(1/nTx^0.5)*exp(complex(0,2*pi*p)/M+complex(0,pi/4));
end
for ad=1:M
    for af=1:M
        as=as+1;
        constel_diff(:, :, as)=[const2(ad) -const2(af)';...
                                const2(af) const2(ad)'];
    end
end
for i=1:m+nTx*3
    if i<=nTx
        for a=1:n
            Matr(a,i)=1/nTx^0.5;
        end
    elseif i>nTx & i<=nTx+m
        for j=1:per
            b=n/per;
            for p=k:b+1
                Matr(p,i)=z;
            end
            k=b+1+1; l=b+1;
            if z==0
                z=z+1;
            elseif z==1
                z=z*0;
            end
        end
        l=0; per=per*2; k=1;
    elseif i>nTx+m & i<=nTx*2+m
        for c=1:e
            d=n/e;
            for f=k:d+1
                if d>1
                    g=c;
                elseif d==1
                    g=h(c);
                end
                Matr(f,i)=constel(g);
            end
            k=d+1+1; l=d+1;
        end
    end
end

```

```

        l=0; e=e*e; k=1;
elseif i>nTx*2+m
    for v=1:n
        if i==nTx*2+m+1
            Matr(v,i)=Matr(v,m+nTx*2)*conj(Matr(v,nTx))+...
                Matr(v,m+nTx*2-1)*conj(Matr(v,nTx-1));
        elseif i==nTx*3+m
            Matr(v,i)=Matr(v,m+nTx*2)*Matr(v,nTx-1)-...
                Matr(v,m+nTx*2-1)*Matr(v,nTx);
        end
    end
end
end
Matr=round(Matrx100000)/100000;
constel_R=unique(Matrx(:,nTx*2+m+1));
table_R=[Matrx(:,nTx*2+m+1) Matr(:,nTx*2+m+2)];
end

```

### 3. Код подпрограммы кодера

```

function [R1,R2,col_R]=encoding(inf1,inf2,inf3,inf4,inf5,inf6,nTx,M,...
                                table_all)
%=====
if nTx==2 & M==2 % BPSK modulation
k=1; n=2; col_R=4; a=0; b=[2 1]; inf=[inf1 inf2];
for i=1:n
    if inf(i)==0
        a=a+0;
    else a=a+b(i);
    end
    if i==n
        R1=table_all(a+1,k+6);
        R2=table_all(a+1,k+7);
    end
end
%=====
elseif nTx==2 & M==4 % QPSK modulation
k=1; n=4; col_R=16; a=0; b=[8 4 2 1]; inf=[inf1 inf2 inf3 inf4];
for i=1:n
    if inf(i)==0
        a=a+0;
    else a=a+b(i);
    end
    if i==n
        R1=table_all(a+1,k+8);
        R2=table_all(a+1,k+9);
    end
end
%=====
elseif nTx==2 & M==8 % 8-PSK modulation
k=1; n=6; col_R=64; a=0; b=[32 16 8 4 2 1];
inf=[inf1 inf2 inf3 inf4 inf5 inf6];
for i=1:n
    if inf(i)==0
        a=a+0;
    else a=a+b(i);
    end
    if i==n
        R1=table_all(a+1,k+10);
        R2=table_all(a+1,k+11);
    end
end

```

```
end  
end
```

#### 4. Код подпрограммы декодера

```
function [inf_dec_21]=decoding_new(table_all,col_R,R111_21,R222_21,nTx)  
M=col_R^(1/nTx); m=nTx*log2(M);  
for i=1:col_R  
    if R111_21==table_all(i,nTx*2+m+1)  
        if R222_21==table_all(i,nTx*2+m+2)  
            inf_dec_21=table_all(i,nTx+1:nTx+m);  
        end  
    end  
end  
end
```

## ПРИЛОЖЕНИЕ 4

### Документы, подтверждающие практическую ценность диссертационной работы

Министерство просвещения  
Приднестровской Молдавской Республики  
Государственное образовательное  
учреждение «Приднестровский  
государственный университет  
им. Т.Г. Шевченко»  
(ПГУ им. Т.Г. Шевченко)  
ул. 25 Октября, 128, г. Тирасполь, 3300  
Телефон/факс (533) 94487  
E-mail: kanz@spsu.ru, http://spsu.ru

**УТВЕРЖДАЮ**  
Проректор по научно-инновационной  
работе ПГУ им. Т.Г. Шевченко  
Толмачева И.В./  
18 марта 2021 г.



#### АКТ об использовании результатов диссертационной работы Токаря Михаила Сергеевича в учебном процессе ПГУ им. Т.Г. Шевченко

Научно-техническая комиссия в составе: председателя, декана физико-математического факультета ПГУ им. Т.Г. Шевченко, кандидата физико-математических наук, доцента Коровой Олеси Васильевны и членов комиссии: заместителя декана физико-математического факультета ПГУ им. Т.Г. Шевченко по учебно-методической работе и организации учебного процесса, кандидата физико-математических наук, доцента Васильевой Ольги Федоровны, заведующего кафедрой Квантовой радиофизики и систем связи, доктора физико-математических наук, профессора Стамова Ивана Григорьевича, заместителя декана физико-математического факультета ПГУ им. Т.Г. Шевченко по научной работе, кандидата физико-математических наук, доцента Коровой Александра Валерьевича, составила настоящий акт о том, что материалы и результаты диссертационного исследования Токаря Михаила Сергеевича на тему «Дифференциальный метод передачи сигналов для систем связи с пространственно-временным кодированием», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности «05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций» использованы в учебном процессе при подготовке обучающихся по направлению 11.04.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи:

№	Результат исследования	Учебная дисциплина	Форма использования
1	Программная модель выбора оптимальных параметров и схем пространственно-временного блочного кодирования (в том числе дифференциального) исходя из состояния канала связи	«Построение современных сетей мобильной связи», «Системы и сети мобильной связи»	Практическая работа
2	Методы передачи, реализуемы на основе дифференциального пространственно-временного блочного кодирования	«Построение современных сетей мобильной связи», «Системы и сети мобильной связи»	Лекции

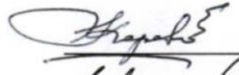
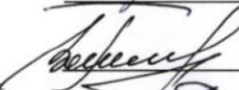


Материалы обсуждены и ободрены на заседании кафедры КРиСС.

«16» марта 2021 г.

Председатель комиссии:

Члены комиссии:

Заведующий кафедрой:

 Коровой О.В.  
 Васильева О.Ф.  
 Коровой А.В.  
 Стамов И.Г.

МИНИСТЕРУЛ ДЕЗВОЛТАРИЙ  
ДИЖИТАЛЕ, КОМУНИКАЦИИЛОР ШИ  
МАСС-МЕДИЕЙ АЛ РЕПУБЛИЧИЙ  
МОЛДОВЕНЕШТЬ НИСТРЕНЕ



ЫНТРЕПРИНДЕРЯ УНИТАРЭ ДЕ  
СТАТ ДЕ ТЕЛЕКОМУНИКАЦИЙ  
«ЧЕНТРУЛ ДЕ РЕГЛАРЕ А  
ТЕЛЕКОМУНИКАЦИИЛОР»

МІНІСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РОЗВИТКУ,  
ЗВ'ЯЗКУ І МАСОВИХ КОМУНІКАЦІЙ  
ПРИДНІСТРОВСЬКОЇ МОЛДАВСЬКОЇ  
РЕСПУБЛІКИ

ДЕРЖАВНЕ УНІТАРНЕ  
ПІДПРИЄМСТВО ЗВ'ЯЗКУ  
«ЦЕНТР РЕГУЛЮВАННЯ  
ЗВ'ЯЗКУ»

МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ, СВЯЗИ И МАССОВЫХ  
КОМУНИКАЦИЙ ПРИДНЕСТРОВСКОЙ МОЛДАВСКОЙ РЕСПУБЛИКИ

ГОСУДАРСТВЕННОЕ УНИТАРНОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ СВЯЗИ  
«ЦЕНТР РЕГУЛИРОВАНИЯ СВЯЗИ»

MD-3300, ПМР, г. Тирасполь, ул. Правды, 31. Тел. (533) 8-08-68



УТВЕРЖДАЮ  
Директор ГУПС «Центр  
регулирования связи»

Ю.П. Попов

## А К Т

об использовании результатов диссертационной работы

**Токаря Михаила Сергеевича**

«Исследование и разработка дифференциального метода передачи сигналов для систем связи с пространственно-временным кодированием»,  
представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы Токаря М.С. «Дифференциальный метод передачи сигналов для систем связи с пространственно-временным кодированием», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, использовались в ряде учебно-практических и опытно-конструкторских работ, проводимых Государственным унитарным предприятием связи «Центр регулирования связи» в 2020 году.

В частности, при исследовании методов построения перспективных систем передачи, приема и обработки сообщений в каналах со сложной помеховой обстановкой в рамках опытно-конструкторской работы «Системы радиосвязи» автором диссертации было предложено следующее:

1. Метод передачи дифференциального пространственно-временного блочного кодирования для различной конфигурации систем ММО.
2. Метод «слепой» кадровой синхронизации для применения в методе передачи дифференциального пространственно-временного блочного кодирования.
3. Результаты сравнительного анализа помехоустойчивости применяемых на практике и предложенных автором методов и алгоритмов кодирования для систем ММО, подтверждающие энергетический выигрыш и уменьшение вычислительной сложности последних.

Главный инженер ГУПС «Центр регулирования связи»

А.В. Шевчук