

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ
Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Московский технический университет связи и информатики»

На правах рукописи

Старовойтов Михаил Юрьевич

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ НОВЫХ АЛГОРИТМОВ
КОМБИНИРОВАНИЯ АНТЕНН НА ПРИЕМЕ В СИСТЕМАХ ММО
С ПРОСТРАНСТВЕННЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ**

Специальность 05.12.13 - Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук, профессор

Крейнделин Виталий Борисович

Москва, 2018

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	5
1 Исследование существующих алгоритмов додетекторного комбинирования сигналов на приеме и алгоритмов предсказания характеристик радиоканала	12
1.1 Модель системы.....	12
1.1.1 Модель системы SU MIMO SM $N \times r \times M$ с комбинированием на приеме. Организация физических ресурсов согласно стандартам 3GPP	12
1.1.2 Представление для комплексных коэффициентов канала.....	17
1.2 Известные алгоритмы додетекторного комбинирования антенн на приеме.....	20
1.2.1 Решение задачи оптимального линейного комбинирования на приеме по критерию максимума взаимной информации. Известные функциональная схема C1.1 и алгоритм A1.1.....	20
1.2.2 Выбор антенн на приеме как простейший в реализации вырожденный случай. Известные функциональная схема C1.2 и алгоритм A1.2.....	26
1.2.3 Комбинирование на приеме, функциональная схема без усилителей мощности. Известные функциональная схема C1.3 и алгоритм A1.3.	29
1.3 Известные методы предсказания характеристик радиоканала.....	34
1.3.1 Спектральный метод представления и предсказания канала ESPRIT	34
1.3.2 Оценка и предсказание параметров радиоканала на основе фильтрации Калмана.....	38
1.3.3 Необходимые условия для работы всех известных методов предсказания параметров радиоканала.....	39
1.4 Выводы	40

2	Новый алгоритм с упрощенной функциональной схемой додетекторного комбинирования для системы ММО	42
2.1	Новая функциональная схема С2 додетекторного комбинирования сигналов на приеме	42
2.2	Новый алгоритм комбинирования на приеме.....	45
2.2.1	Задача оптимального выбора и комбинирования приемных антенн. Алгоритм А2.1 для функциональной схемы С2.....	45
2.2.2	Поиск субоптимального решения, основанный на использовании разбиения алгоритма на шаги. Алгоритм А2.2 для функциональной схемы С2.	47
2.2.3	Поиск субоптимального решения с разбиением алгоритма на шаги и с точным нахождением компонент вектора α на каждом шаге. Алгоритм А2.3 для функциональной схемы С2.....	48
2.3	Результаты моделирования.....	51
2.4	Выводы	54
3	Новый алгоритм предсказания характеристик канала ММО и выбор антенн на приеме	55
3.1	Новый алгоритм ПЗ предсказания характеристик канала. Алгоритм А3.1 выбора антенн для функциональной схемы С1.2.	55
3.2	Алгоритм А3.2 вычисления границы помехоустойчивости для функциональной схемы С1.2 в сочетании с известными методами П предсказания характеристик существенно нестационарного канала.	63
3.3	Результаты моделирования.....	70
3.4	Выводы	73
4	Анализ влияния неточности оценивания параметров канала на характеристики помехоустойчивости разработанных алгоритмов	75
4.1	Результаты для метода С2+А2.3, предложенного в параграфе 2.2.3	75

4.2	Результаты для метода C1.2+A3.1+ПЗ, предложенного в параграфе 3.1 .	79
4.3	Выводы	84
5	Оценка увеличения зоны действия SU MIMO SM в результате применения разработанных методов	85
5.1	Предположения для проведения оценки.....	85
5.2	Результаты для метода C2+A2.3, предложенного в параграфе 2.2.3	86
5.3	Результаты для метода C1.2+A3.1+ПЗ, предложенного в параграфе 3.1 .	89
5.4	Выводы	91
	Заключение.....	92
	Перечень сокращений и условных обозначений	94
	Список литературы.....	96
	Приложение 1. Таблица буквенно-цифровых обозначений для всех методов, рассмотренных в работе.....	107
	Приложение 2. Обоснование выбора параметров численного моделирования и сравнения характеристик помехоустойчивости.....	109
	Приложение 3. RQ-разложение матрицы и оценка его вычислительной сложности.....	114
	Приложение 4. Вспомогательная задача.....	116
	Приложение 5. Реализация алгоритма A2.3 из параграфа 2.2.3, и оценка его вычислительной сложности	119
	Приложение 6. Методика статистического моделирования алгоритма с выбором N из PN антенн на приеме, описанного в параграфе 3.1.....	123
	Приложение 7. Акт о внедрении результатов диссертационной работы.....	126

Введение

Актуальность работы, степень разработанности темы. В разрабатываемых стандартах систем радиосвязи под эгидой ассоциации 3GPP ключевое место уделяется вопросам повышения эффективности использования спектра [1]-[12]. В стандарте LTE при фиксированном числе M цепей обработки сигнала в мобильном терминале и N передающих антенн на стороне сети, однопользовательская система MIMO с пространственным мультиплексированием каналов с N передающими антеннами и M цепями обработки сигнала SU MIMO SM $N \times M$ определяет верхний предел эффективности использования спектра для одного пользователя [13]-[20].

Повышение помехоустойчивости SU MIMO SM без внесения изменений в стандарты сетей сотовой связи и с наименьшими затратами на реализацию достигается посредством применения линейного додетекторного комбинирования сигналов с приемных антенн на цепи обработки сигнала, при условии что количество приемных антенн r превышает количество цепей обработки сигнала M в мобильном терминале. Обозначение для такой системы SU MIMO SM $N \times r \times M$. Рассмотрение случая $r > M$ широко распространено, так как себестоимость добавления антенны в антенную решетку, помещаемую вне корпуса мобильного терминала, является низкой по отношению к себестоимости добавления цепи обработки сигнала в приемный терминал [21]-[27].

Вклад в разработку теории комбинирования сигналов на приеме для стационарного радиоканала внесен такими отечественными учеными как Л.М. Финк, Д.Д. Кловский, В.И. Тихонов, А.Г. Зюко, М.А. Быховский. Среди зарубежных авторов следует отметить работы Ё. Е. Telatar, А. F. Molisch, А. Gorokhov, А. J. Paulraj.

Критерий максимизации взаимной информации в канале предпочтителен для выбора параметров додетекторного линейного комбинирования. Оптимальный по этому критерию метод додетекторного линейного комбинирования сигналов на приеме для SU MIMO SM $N \times r \times M$ известен [26]; он дает значительный эффект в

помехоустойчивости по сравнению со случаем $N \times M$ без комбинирования, но характеризуется высокой степенью сложности реализации.

Существует необходимость уменьшения степени сложности функциональных схем, применяемых для оптимального комбинирования на приеме, при сохранении значительной доли выигрыша по сравнению со случаем простого выбора антенн на приеме.

Простейший в реализации метод комбинирования сводится к простому выбору антенн на приеме, он уступает в помехоустойчивости оптимальному методу, но имеет достаточное преимущество перед случаем $N \times M$ без комбинирования. В таблице 1 отражено текущее состояние освещенности в литературе вопросов применения наименее затратного в практической реализации простого выбора антенн на приеме.

Таблица 1. Литература по тематике выбора антенн на приеме

канал SU MIMO SM:	Стационарный	Существенно нестационарный
Без выбора антенн (предсказание канала не нужно)	Тривиальный случай [13]-[20]	Выбор параметров модели канала [28]-[37], определение текущих значений параметров [38]-[53].
С выбором антенн (нужно предсказание параметров канала на 0,5 мс вперед)	Предсказание тривиально, выбор антенн [21]-[27].	Выбор параметров модели канала [28]-[37], определение текущих и предсказание следующих (на 0,5 мс вперед) значений параметров [38]-[53]. Необходимость поочередного кругового считывания пилотной информации со всех приемных антенн приводит к ограничению величины выигрыша от выбора антенн [110].

Применение SU MIMO SM с выбором антенн на приеме для условий с существенно нестационарными характеристиками радиоканала требует знания параметров радиоканала, предсказанных, как минимум, на непосредственно

следующий интервал времени (в стандарте LTE это интервал в 0,5 миллисекунд) для каждой приемной антенны [12]. Известные на сегодня алгоритмы предсказания параметров радиоканала основаны на применении интерполяции с помощью фильтра Калмана [38]-[41] на базе имеющихся данных о текущих значениях параметров радиоканала. Данные о текущих значениях, в свою очередь, получаются из анализа пилотной информации [12].

Если в системе используется выбор антенн на приеме, даны N цепей приема сигнала и PN приемных антенн ($P = 2,3,4 \dots$), то для однократного считывания пилотной информации со всех приемных антенн потребуется P интервалов по 0,5 мс, в течение каждого из которых N цепей обработки сигнала постоянно соединены с некоторым подмножеством N приемных антенн. За первым кругом длительности $P \cdot 0,5$ мс должен последовать следующий круг, и так далее.

Применение дополнительного ограничения в виде кругового считывания пилотной информации в общем случае приводит к уменьшению выигрыша от выбора антенн на приеме по сравнению со случаем без ограничений. На сегодня случаи исследования в научной литературе выбора антенн на приеме с учетом кругового считывания пилотной информации автору неизвестны.

Существует необходимость разработки алгоритма, позволяющего в системе SU MIMO SM в условиях существенно нестационарного радиоканала применить выбор антенн на приеме совместно с известными на сегодня алгоритмами предсказания характеристик канала при повторении кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной антенной решетки. Существует также потребность в разработке новых алгоритмов предсказания параметров нестационарного радиоканала, которые позволили бы отказаться от кругового считывания пилотной информации и максимизировать выигрыш в помехоустойчивости системы при их применении совместно с выбором антенн на приеме.

Целью настоящей работы является разработка новых методов комбинирования и выбора антенн на приеме, позволяющих повысить помехоустойчивость системы связи MIMO с пространственным

мультиплексированием каналов (SU MIMO SM) по сравнению с известными методами при наличии ограничений на сложность реализации либо в условиях существенно нестационарного радиоканала.

Решаемые задачи. Для достижения цели в настоящей работе решаются следующие задачи:

1) Разработка новой функциональной схемы додетекторного комбинирования сигналов на приеме, обеспечивающей более высокую помехоустойчивость по сравнению с известным выбором антенн на приеме при ограниченной сложности аппаратной и программной¹ реализации;

2) Разработка нового алгоритма предсказания параметров радиоканала для применения в отношении выбора антенн на приеме в условиях быстрого движения приемника для максимизации выигрыша в помехоустойчивости системы SU MIMO SM по сравнению со случаем без выбора антенн.

Методы научного исследования:

Для исследования в работе использовался следующий математический аппарат: линейной алгебры [62]-[66], теории информации [21], теории вероятностей [67]-[69], теории фильтрации [38]-[41], теории радиосвязи [67]-[79].

Эффективность разработанных алгоритмов и функциональных схем оценивалась с точки зрения результирующей помехоустойчивости приема сигнала, сложности аппаратной реализации функциональных схем и вычислительной сложности алгоритмов по сравнению с характеристиками известных функциональных схем и алгоритмов. Помехоустойчивость на приеме проверялась путем статистического моделирования в среде MATLAB [56]-[59] с опорой на стандарты 3GPP и с применением известной методологии испытаний Монте-Карло [54]-[55]. Моделирование проводилось только для случая радиоканала с рэлеевскими замираниями и для гауссовского аддитивного шума.

¹ Далее во всей работе: выражение “сложность аппаратной реализации” или наравне с ним “аппаратная сложность” применяется только к “функциональным схемам”, а выражение “сложность программной реализации” и наравне с ним “вычислительная сложность” применяется только к “алгоритмам”.

Достоверность полученных результатов была обеспечена корректным применением стандартного математического аппарата, программного обеспечения и рекомендованных методов исследования для систем данного типа .

Научная новизна работы:

1) Разработана новая функциональная схема додетекторного комбинирования сигналов на приеме, обеспечивающая лучшую помехоустойчивость системы SU MIMO SM по сравнению с известными функциональными схемами при наличии ограничений на аппаратную сложность функциональной схемы и вычислительную сложность алгоритма;

2) Разработан новый алгоритм предсказания параметров нестационарного радиоканала при движении линейной антенной решетки на средней и высокой скорости, позволяющий избавиться от необходимости кругового считывания пилотной информации и в результате получить значительный выигрыш в помехоустойчивости системы SU MIMO SM от применения выбора антенн на приеме по сравнению со случаем без выбора антенн;

3) Определена граница достижимой помехоустойчивости системы SU MIMO SM при применении выбора антенн на приеме совместно с известными алгоритмами предсказания параметров нестационарного радиоканала при условии повторения кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной решетки.

Теоретическая значимость работы состоит в исследовании методов комбинирования антенн на приеме для случаев стационарного и нестационарного радиоканала в системах MIMO, и в предложении путей повышения помехоустойчивости системы SU MIMO SM с помощью новых алгоритмов и функциональных схем комбинирования.

Практическая значимость работы

1) Разработанная новая функциональная схема для системы SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ ($N = 4, r = 16, M = 4$) 16QAM дает выигрыш в помехоустойчивости 1,9 дБ на уровне $SER = 10^{-2}$ по отношению к случаю системы со схемой простого выбора антенн на приеме [25]-[27];

2) Разработанный новый алгоритм предсказания параметров радиоканала при движении объекта со скоростью 70 км/ч для системы SU MIMO SM 4×8×4 16QAM с выбором 4 из 8 антенн в приемной линейной антенной решетке дает выигрыш в помехоустойчивости 2,5 дБ на уровне $SEER = 10^{-2}$ по сравнению со случаем системы SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме;

3) Разработанный новый алгоритм обработки пилотной информации для системы SU MIMO SM 4×8×4 16QAM с выбором 4 из 8 антенн на приеме при условии повторяющихся кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной решетки совместно с известными алгоритмами предсказания параметров радиоканала позволяет определить границу достижимой помехоустойчивости в -1,4 дБ на уровне $SEER = 10^{-2}$ по отношению к случаю системы SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме.

Внедрение результатов работы в компании “ООО Нокиа Солюшнз энд Нетворкс” подтверждено актом о внедрении (Приложение 7).

Положения, выносимые на защиту

1) Новая функциональная схема комбинирования на приеме с низкой аппаратной сложностью и алгоритм вычисления параметров для нее с низкой вычислительной сложностью обеспечивают выигрыш в помехоустойчивости системы SU MIMO SM 4×16×4 для модуляции 16QAM и 64QAM для радиоканала с рэлеевскими замираниями и гауссовским аддитивным шумом на уровне $SEER = 10^{-2}$ по сравнению со случаем простого выбора антенн на приеме: 1,9 дБ для модуляции 16QAM и 2 дБ для модуляции 64QAM.

2) Новый алгоритм предсказания параметров канала позволяет для системы SU MIMO SM снять требование повторения кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной антенной решетки, и в результате эффективно применить выбор антенн на приеме в условиях нестационарного канала. Выигрыш в помехоустойчивости системы SU MIMO SM 4×8×4 с применением нового алгоритма по сравнению со случаем системы MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме для радиоканала с рэлеевскими замираниями и гауссовским аддитивным шумом на уровне $SEER = 10^{-2}$ составил 2,5 дБ для

модуляции 16QAM и 3,5 дБ для модуляции 64QAM. Характеристики помехоустойчивости системы с применением нового алгоритма слабо зависят от скорости движения приемной антенной решетки.

3) Алгоритм выбора антенн на приеме для системы SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$, применяемый совместно с известными алгоритмами предсказания параметров радиоканала при условии повторения кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной антенной решетки, позволяет определить верхнюю границу выигрыша в помехоустойчивости системы. Для системы SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ для радиоканала с рэлеевскими замираниями и гауссовским аддитивным шумом на уровне $SE\!R = 10^{-2}$ по отношению к случаю системы SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме верхняя граница выигрыша составляет 1,4 дБ для модуляции 16QAM и 1,8 дБ для модуляции 64QAM.

Апробация диссертации. Основные результаты диссертационной работы обсуждались и получили одобрение на следующих научных конференциях: 8-я отраслевая научная конференция “Технологии информационного общества” (Москва, 2014 г.); Международная научно-техническая конференция “INTERMATIC” (Москва, 2014 г.); Международная научно-техническая конференция “INTERMATIC” (Москва, 2015 г.); Международная научно-техническая конференция “INTERMATIC” (Москва, 2017 г.).

Публикации

Основные положения диссертации опубликованы в ведущих рецензируемых научно-технических журналах, входящих в Перечень ВАК Минобрнауки России (5 работ) и в материалах международных и отраслевых конференций. Всего опубликовано 9 работ.

Структура и объем работы. Диссертационная работа изложена на 127 страницах машинописного текста, иллюстрируется 36 рисунками и 12 таблицами и состоит из списка обозначений и сокращений, введения, пяти глав, заключения, библиографического списка из 112 наименований, 7 приложений. Приложения содержат 21 страницу, в том числе акт, подтверждающий внедрение использованных результатов.

1 Исследование существующих алгоритмов додетекторного комбинирования сигналов на приеме и алгоритмов предсказания характеристик радиоканала

1.1 Модель системы

1.1.1 Модель системы SU MIMO SM $N \times r \times M$ с комбинированием на приеме.

Организация физических ресурсов согласно стандартам 3GPP

Рассмотрим систему SU MIMO SM $N \times r \times M$ с линейным комбинированием сигналов на приеме. M – количество цепей обработки сигнала в приемном терминале, r - количество антенн на приеме, $M \leq r$, N - количество потоков символов на передаче, равное количеству передающих антенн, $N \leq M$. Информация о радиоканале на приеме недоступна на стороне передачи, поэтому на все N передающих антенн подается сигнал равной амплитуды.

Модель системы [23]-[26]:

$$\mathbf{y} = \mathbf{F} \cdot (\mathbf{H} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{n}) \quad (1)$$

Здесь:

$\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{M \times r}$ - матрица линейного комбинирования сигналов на приеме.

$\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{r \times N}$ - матрица канала MIMO с рэлеевскими замираниями размерности $r \times N$, $p(\text{vec}(\mathbf{H})) \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}; \text{SNR} \cdot \mathbf{I}_{r \cdot N})$ [13]-[20]. Здесь: $p(\text{vec}(\mathbf{H}))$ - плотность вероятности совместного распределения элементов вектора-столбца $\text{vec}(\mathbf{H})$, $\mathcal{CN}(\mathbf{0}; \mathbf{R})$ – обозначение для нормального распределения с математическим ожиданием для всех элементов матрицы равным нулю и с матрицей корреляции $\text{cor}(\text{vec}(\mathbf{H})) = \mathbf{R}$, $\mathcal{CN}(\mathbf{0}; \text{SNR} \cdot \mathbf{I}_{M \cdot N})$ - частный случай нормального распределения с матрицей корреляции $\mathbf{R} = \text{SNR} \cdot \mathbf{I}_{M \cdot N}$ [1], [67], [68].

Коэффициент SNR имеет традиционный смысл величины отношения мощности сигнала к мощности шума в расчете на одну передающую антенну [13],

[15], [20]-[23]. Будем считать истинное значение SNR на приемной стороне всегда известным.

$\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ - вектор-столбец передаваемых символов, компоненты которого независимы и равновероятны, могут принимать дискретные значения из дискретного комплексного набора \mathbb{X} в соответствии с используемым методом дискретной цифровой модуляции (16QAM, 64QAM).

Набор комплексных символов \mathbb{X} определяется известным образом [73]-[78]:

для 16QAM: $\mathbb{X} = 1/\sqrt{P_s} \cdot \{1 + i, 1 - i, -1 + i, -1 - i, 3 + i, \dots, -3 + 3i, -3 - 3i\}$.

для 64QAM: $\mathbb{X} = 1/\sqrt{P_s} \cdot \{1 + i, 1 - i, -1 + i, -1 - i, 3 + i, \dots, -7 + 7i, -7 - 7i\}$.

P_s - обозначение для нормировочного коэффициента, обеспечивающего $\mathcal{E}(\mathbf{x}\mathbf{x}^H) = \mathbf{I}_M$. В таблице 2 приведены значения P_s для двух исследуемых методов дискретной цифровой модуляции [13]:

Таблица 2. Значения параметра P_s

	16QAM	64QAM
$P_s =$	10	42

$\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ - наблюдаемый вектор-столбец.

$\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{r \times 1}$ - нормированный вектор-столбец шума с независимыми компонентами, распределенными по нормальному закону:

$$p(\mathbf{n}) \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}; \mathbf{I}_r) \quad (2)$$

Для важного частного случая матрицы \mathbf{F} , удовлетворяющей условию $\mathbf{F}\mathbf{F}^H = \mathbf{I}_M$, введем обозначения:

$\mathbf{H}_{\text{эф}} = \mathbf{F}\mathbf{H}$, $\mathbf{H}_{\text{эф}} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ - эффективная матрица канала MIMO с рэлеевскими замираниями размерности $M \times N$, $p(\text{vec}(\mathbf{H}_{\text{эф}})) \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}; SNR \cdot \mathbf{I}_{M \cdot N})$.

$\mathbf{n}_{\text{эф}} = \mathbf{F}\mathbf{n}$, $\mathbf{n}_{\text{эф}} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ - эффективный вектор-столбец шума с независимыми компонентами, распределенными по нормальному закону: $p(\mathbf{n}_{\text{эф}}) \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}; \mathbf{I}_M)$.

С использованием введенных обозначений модель системы (1) записывается в более простом виде, формально совпадающим с моделью системы SU MIMO SM $N \times M$ без комбинирования на приеме [13]-[21], [79], [80]:

$$\mathbf{H}_{\text{эф}} = \mathbf{F}\mathbf{H}, \mathbf{n}_{\text{эф}} = \mathbf{F}\mathbf{n}, \mathbf{y} = \mathbf{H}_{\text{эф}} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{n}_{\text{эф}} \quad (3)$$

Для рассматриваемых в работе начиная с параграфа 1.2.1 матриц \mathbf{F} , удовлетворяющих условию $\mathbf{F}\mathbf{F}^H = \mathbf{I}_M$, выражение для взаимной информации MI в эффективном канале (3) записывается в том же формальном виде, как для случая без комбинирования на приеме [21], [25]:

$$MI(SNR, \mathbf{H}_{\text{эф}}) = \log_2(\det(\mathbf{H}_{\text{эф}}^H \mathbf{H}_{\text{эф}} + \mathbf{I}_N)) \quad (4)$$

В реальности на стороне приемника приходится оперировать не истинной матрицей канала \mathbf{H} , а ее оценкой $\hat{\mathbf{H}}$ [14]. При статистическом моделировании принято строить матрицу оценки с помощью добавления к матрице канала ограниченной по норме матрицы возмущений, пропорциональной $\Delta\mathbf{H}$ [15], [18]:

$$\hat{\mathbf{H}} = \sqrt{1-K} \cdot \mathbf{H} + \sqrt{K} \cdot \Delta\mathbf{H}, \quad (5)$$

$$K \in [0 \dots 1]$$

Ошибки определения каждого элемента матрицы канала будем, согласно распространенной в литературе практике [15], считать независимыми случайными комплексными величинами, распределенными по нормальному закону: $\Delta\mathbf{H} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}; SNR \cdot \mathbf{I}_{r \cdot N})$. В случае матрицы \mathbf{F} : $\mathbf{F}\mathbf{F}^H = \mathbf{I}_M$ верно также: $\hat{\mathbf{H}}_{\text{эф}} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{H}}$, $p(\text{vec}(\hat{\mathbf{H}}_{\text{эф}})) \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}; SNR \cdot \mathbf{I}_{M \cdot N})$

Необходимым условием для демодуляции сигналов на приеме в системе SU MIMO SM является наличие оценки матрицы канала $\hat{\mathbf{H}}$ либо эффективной матрицы канала $\hat{\mathbf{H}}_{\text{эф}}$ на приеме. Для описания принципов получения оценки $\hat{\mathbf{H}}$ либо $\hat{\mathbf{H}}_{\text{эф}}$ рассмотрим структуру кадра и организации назначения физических ресурсов в стандарте LTE OFDM согласно спецификациям ассоциации 3GPP [8]-[12], [82].

Назначение ресурсов осуществляется на частотно-временной плоскости (или “ресурсной плоскости”), показанной на рисунке 1, где время отложено по горизонтали и частота по вертикали.

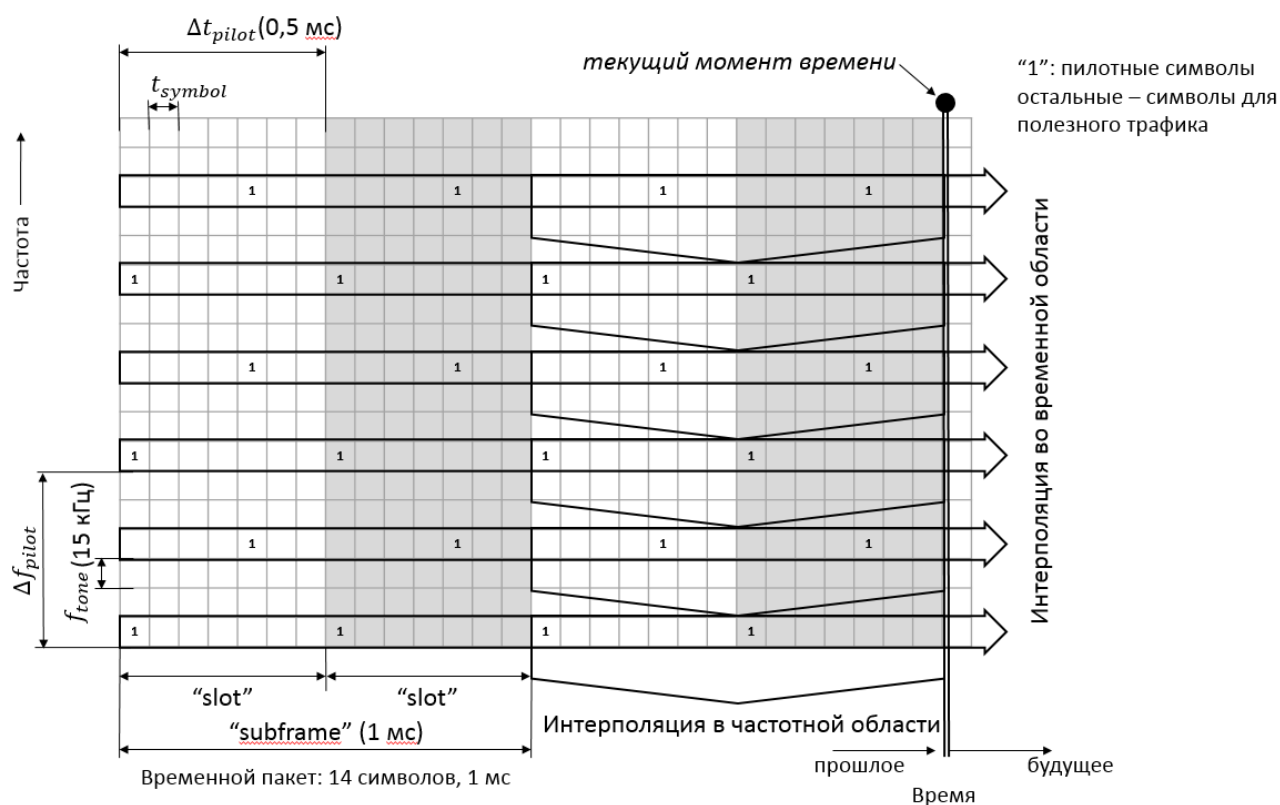


Рисунок 1. Схема организации физических ресурсов для системы LTE с двумя передающими антеннами, согласно 3GPP

Во временной области каждый кадр составлен из 10 пакетов длительностью 1 мс, и каждый пакет, в свою очередь, разделен на два интервала (англ. "slot"), по 7 символов равной длительности на интервал (в варианте Normal Cyclic Prefix, [82]). В частотной области весь диапазон делится на поднесущие с расстоянием между ними 15 кГц. Квадратную ячейку на пересечении временного символа и частотной поднесущей будем называть "ресурсным элементом". Он представляет минимально возможную единицу назначения радиоресурсов в стандарте [82].

Для оценивания характеристик канала передаются пилотные символы; в примере на рисунке 1, в опорных ресурсных элементах, назначенных для передачи пилотной информации от двух передающих антенн, поставлена цифра 1. Остальные элементы на ресурсной плоскости используются для передачи полезной информации (потока данных).

Параметры радиоканала на всей частотно-временной плоскости определяются лишь с использованием значений параметров в опорных ресурсных элементах [47]-[48], [50]-[53]. При известных оценках параметров канала в опорных

ресурсных элементах параметры канала во всех остальных элементах на частотно-временной плоскости определяются с помощью интерполяции сначала во временной, и затем в частотной области [47]; эти шаги интерполяции показаны стрелками на рисунке 1.

Далее в этой работе будет по умолчанию рассматриваться диапазон 2 ГГц, который наиболее широко используется в современных сетях сотовой связи [80].

Введем дополнительные обозначения:

T_s – длительность одного символьного интервала. В случае LTE в варианте “Normal Cyclic Prefix” имеем: $T_s = 1/14$ мс [82]. Длительность T_s суммируется из длительности рабочей части символа и длительности циклического префикса (англ. “Cyclic Prefix” - CP, интервал добавляемый в символ для исключения межсимвольной интерференции),

f_{tone} - расстояние между центрами соседних поднесущих. В случае LTE [9]: $f_{tone} = 15$ кГц.

Δt_{pilot} - промежуток на временной шкале от одного опорного элемента до следующего опорного элемента, назначенного для передачи пилотной информации на этой же частотной поднесущей.

$$\Delta t_{pilot} = 7 \cdot T_s$$

Δf_{pilot} - промежуток на частотной шкале от начала одного опорного элемента до следующего опорного элемента, назначенного для передачи пилотной информации в том же символьном временном интервале: $\Delta f_{pilot} = 6 \cdot f_{tone}$.

λ и $\lambda/2$ - длина волны и половина длины волны, определяемые для частотного номинала, соответствующего несущей частоте LTE. В диапазоне частот 2 ГГц: $\lambda = 15$ см, $\lambda/2 = 7,5$ см.

c/λ - несущая частота, где $c = 300000$ км/с - скорость света. В нашем случае $c/\lambda = 2$ ГГц.

Две регулярные сетки с узлами в опорных элементах для двух передающих антенн, наложенные на ресурсную плоскость и сдвинутые одна относительно другой на фиксированный вектор, показаны на рисунке 2.

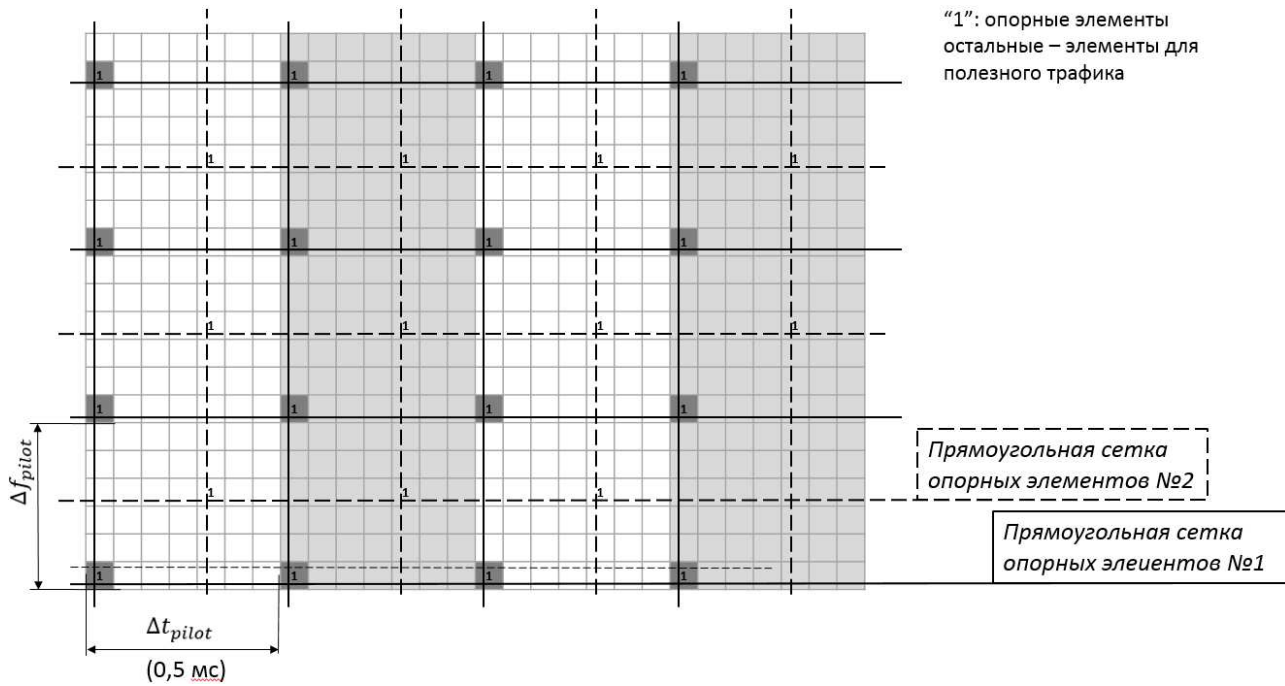


Рисунок 2. Две сетки опорных элементов для двух передающих антенн на ресурсной плоскости [82]

1.1.2 Представление для комплексных коэффициентов канала

Используем модель, основанную на разложении матрицы канала \mathbf{H} из формулы (1) либо матрицы $\mathbf{H}_{эф}$ из формулы (3) на составляющие [35], [47]. Для простоты в текущем параграфе будем применять одно обозначение \mathbf{H} .

Для этого введем более детальное определение модели канала. Используем представление сигнала OFDM во временной области в виде свертки передаваемого сигнала и импульсной характеристики $q(\tau, t)$, которая, в свою очередь, разлагается на сумму \mathcal{T} комплексных компонент $g_j(t)$:

$$q(\tau, t) = \sum_{j=1}^{\mathcal{T}} g_j(t) \cdot \delta(\tau - \tau_j) \quad (6)$$

Каждый комплексный множитель $g_j(t)$ соответствует одной компоненте - плоской радиоволне, пришедшей с направления, характеризуемого углом β_j , отсчитываемого от направления движения антенны:

$$g_j(t) = \alpha_j \cdot e^{i2\pi f_j t},$$

$$f_j = v/\lambda \cdot \cos(\beta_j) \quad (7)$$

Частоту f_j называют частотой данной j -й компоненты - плоской радиоволны. Здесь для электромагнитного поля вокруг приемной антенны мы используем приближение дальней зоны, при котором волну можно считать плоской и приходящей со строго определенного направления, а амплитуда комплексных компонент канала считается постоянной на коротком периоде измерений [35]. Также будем предполагать постоянным вектор скорости движения антенны и неизменность ее ориентации в пространстве - что для диапазона 2 ГГц является обоснованным на коротких участках траектории движения.

Передаточная функция канала представляет из себя Фурье-преобразование от импульсной характеристики канала:

$$h(t, f) = \sum_{j=1}^{\mathcal{J}} g_j(t) \cdot e^{-i2\pi f \tau_j} \quad (8)$$

Сделаем замечание о параметре \mathcal{J} , обозначающем конечное количество плоских волн, формирующих сигнал на приемной антенне. Известно, что рассматриваемый нами канал с рэлеевскими замираниями может быть смоделирован при помощи модели Джейкса, предполагающей большое (в пределе бесконечное) число излучателей случайных сигналов, расположенных на окружности вокруг приемной антенны [31], [70], [71]. Известно, что спектр для модели Джейкса с любой заданной степенью точности получается суммированием ограниченного числа (20...40) наиболее значимых компонент [71].

Узкополосная модель канала MIMO (3) верна для определенной частотной поднесущей в течение определенного символического интервала. Установим соответствие формулы для элементов матрицы канала из модели (3) и формулы (8). Введем индексы для значений комплексных множителей канала для опорного ресурсного элемента на частотно-временной шкале, выделенного под пилотную информацию, расположенного в узле Сети №1 на рисунке 2. В отсчет времени номер s (в переводе на абсолютное время в момент $t = s \cdot \Delta t_{pilot}$, $s \in Z$, где Z – множество целых чисел), на опорной частотной поднесущей p (в переводе на шкалу частот, при начале отсчета, помещенном в

центре несущей $c/\lambda = 2$ ГГц, на частоте $f = c/\lambda + p \cdot \Delta f_{pilot}$, $p \in Z$), комплексный коэффициент канала точка-точка между передающей антенной номер e , $e \in [1, \dots, N]$ и приемной антенной номер w , $w \in [1, \dots, M]$:

$$h(s, p)_{w,e} = \mathbf{H}(w, e)_{s,p}, \quad (9)$$

где нижние индексы w, e обозначают номер приемной и передающей антенны для коэффициента $h(s, p)$ в формуле (8), а нижние индексы s, p обозначают номер временного и частотного отсчета на частотно-временной плоскости в узлах дискретной сетки №1 (рисунок 2) для коэффициента $\mathbf{H}(w, e)$ в формуле (3). Далее в записи $h(s, p)_{w,e}$ будем для краткости опускать нижние индексы и писать просто $h(s, p)$.

Комплексный коэффициент передачи канала $h(s, p)$ нельзя наблюдать непосредственно. Уравнение наблюдения для определения комплексного коэффициента канала в опорном ресурсном элементе (s, p) имеет вид:

$$Y(s, p) = X(s, p) \cdot h(s, p) + \kappa, \quad (10)$$

где:

$Y(s, p) \in C^{1 \times 1}$ - принятый символ в опорном ресурсном элементе,

$X(s, p) \in C$ - переданный пилотный символ, известный на приемной стороне,

$\kappa \in C$ - шум, распределенный по нормальному закону: $p(\kappa) \sim \mathcal{CN}(0; 1)$.

Дисперсия ϵ равна 1, так как в соответствии с формулой (9) $\kappa = \mathbf{n}(w)$ - для некоторого номера w приемной антенны, для которого имеет место равенство (10), а каждая компонента вектора \mathbf{n} , согласно его нормировке (2), имеет дисперсию 1.

Для произвольно выбранных и зафиксированных значений \bar{w}, \bar{e} (номера приемной и передающей антенн в формуле (9)) определим матрицы \mathbf{Y}, \mathbf{h} одинаковых размерностей так, что на пересечении s -й строки и p -го столбца каждой матрицы находятся соответственно элементы $Y(s, p), h(s, p)$ из уравнения (10).

Предположим, что задан набор из некоторого количества ϑ пар индексов $[(p_1, s_1) (p_2, s_2) \dots (p_\vartheta, s_\vartheta)]$. Отдельное обозначение \mathcal{X} введем для диагональной матрицы размерности $\vartheta \times \vartheta$:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} X(s_1, p_1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X(s_2, p_2) & 0 & \dots \\ \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X(s_\vartheta, p_\vartheta) \end{bmatrix} \quad (11)$$

Из (10) и (11) следует:

$$\begin{bmatrix} Y(s_1, p_1) \\ Y(s_2, p_2) \\ \dots \\ Y(s_\vartheta, p_\vartheta) \end{bmatrix} = \mathbf{x} \cdot \begin{bmatrix} h(s_1, p_1) \\ h(s_2, p_2) \\ \dots \\ h(s_\vartheta, p_\vartheta) \end{bmatrix} + \boldsymbol{\kappa}, \quad (12)$$

где:

$\boldsymbol{\kappa} \in \mathbb{C}^{\vartheta \times 1}$ - нормированный вектор-столбец шума, $p(\boldsymbol{\kappa}) \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}; \mathbf{I}_\vartheta)$.

Дисперсия каждой компоненты $\boldsymbol{\kappa}$ взята равной 1, так как в полной записи в соответствии с формулой (9): $\boldsymbol{\kappa}(i) = \mathbf{n}(\bar{w}, \bar{e})_{s_i, p_i}$ - для каждого $i \in [1: \vartheta]$, а каждая компонента вектора \mathbf{n} , согласно его нормировке (2), имеет дисперсию 1.

1.2 Известные алгоритмы додетекторного комбинирования антенн на приеме

1.2.1 Решение задачи оптимального линейного комбинирования на приеме по критерию максимума взаимной информации. Известные функциональная схема С1.1 и алгоритм А1.1.

Задана модель системы (1) $N \times r \times M$ с матрицей канала ММО $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{r \times N}$; числа r и N фиксированы, $r \geq N$. Пример функциональной схемы самого общего вида для реализации линейного комбинирования сигналов на приеме для случая $r = 16$ приемных антенн, $M = 4$ цепей обработки сигнала и $N = 4$ передающих антенн показан на рисунке 3 [26].

Будем называть эту схему “С1.1” (см. Приложение 1). Заметим, что функциональная схема, изображенная на рисунке 3, обобщается на случаи любой системы SU MIMO SM $N \times r \times M$ для модели (1).

Взаимная информация в канале для модели системы (1) дается выражением [26]:

$$MI(SNR, \mathbf{H}, \mathbf{F}) = \log_2(\det((\mathbf{F}\mathbf{H})^H \cdot (\mathbf{F}\mathbf{F}^H)^{-1} \cdot \mathbf{F}\mathbf{H} + \mathbf{I}_M)), \quad (13)$$

где \log_2 - логарифм по основанию два, а \det - детерминант матрицы. Ставится задача найти минимальное число M , $r \geq M \geq N$, и матрицу линейной обработки сигнала на приеме \mathbf{F} : $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{M \times r}$ - такие, что будет максимизирована взаимная информация из (13):

$$\mathbf{F}_{SNR, \hat{\mathbf{H}}} = \underset{\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{M \times r}}{\operatorname{argmax}} \left(MI(SNR, \hat{\mathbf{H}}, \mathbf{F}) \right) \quad (14)$$

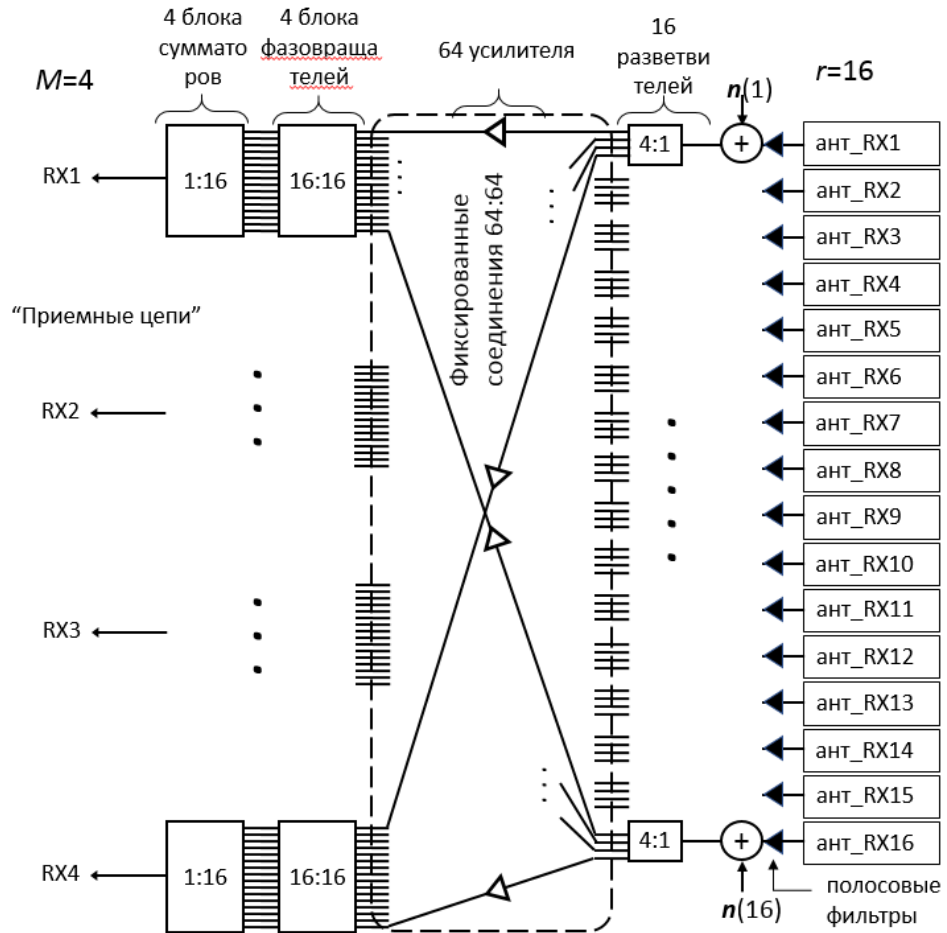


Рисунок 3. Известная функциональная схема С1.1 общего вида для системы $4 \times 16 \times 4$

Примем $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}$. Произведем SVD-разложение матрицы $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{r \times N}$: $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}$, $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{r \times M}$, $\mathbf{\Lambda} \in \mathbb{R}^{N \times N}$, $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{N \times N}$; в положительной диагональной матрице $\mathbf{\Lambda}$ элементы расположены на диагонали в порядке убывания их величин сверху вниз, и $\mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{I}_M$, $\mathbf{V}^H \mathbf{V} = \mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{I}_N$ [62]-[66].

Решение задачи (14) дается выражениями: $M = N$, $\mathbf{F} = \mathbf{B}\mathbf{U}^H$, где $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ - произвольная матрица ранга N [26].

Положив $\mathbf{B} = \mathbf{I}_N$, получим частное решение задачи (14) с матрицей \mathbf{F} , удовлетворяющей условию $\mathbf{F}\mathbf{F}^H = \mathbf{I}_M$:

$$\mathbf{M} = N, \mathbf{F} = \mathbf{U}^H \quad (15)$$

Формула (15) для $N = 1$ хорошо известна: это формула оптимального линейного сложения, оно широко использовалось в системах связи задолго до появления термина ММО [70]-[78].

Рассмотрим альтернативы рассмотренному критерию (14) для нахождения матрицы линейного комбинирования \mathbf{F} . Для линейной модели канала (1) известны критерии Метода наименьших квадратов (МНК) и Минимума среднеквадратической ошибки (МСКО) [13]-[20], [45], [73]-[78]. Для модели (1), измененной в части снятия ограничений на область возможных значений всех символов в векторе \mathbf{x} (при оставленном ограничении на общую среднюю мощность $\mathcal{E}(\mathbf{x}^H \mathbf{x})$), известны аналитические решения для нахождения оценки $\hat{\mathbf{x}}$ по критериям МНК и МСКО, которые имеют вид линейной зависимости: $\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{y}$, где матрица \mathbf{F} находится соответственно по формулам:

Решение МНК [45]:

$$\mathbf{F}_{\text{МНК}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \cdot \mathbf{H}^H \quad (16)$$

Решение МСКО [45]:

$$\mathbf{F}_{\text{МСКО}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + 1/\text{SNR} \cdot \mathbf{I}_N)^{-1} \cdot \mathbf{H}^H \quad (17)$$

Применим известные аналитические решения МНК (16) и МСКО (17) к рассматриваемой нами модели (1). Заметим, что применение матрицы комбинирования МНК (16) на додетекторной стадии допускает физическую интерпретацию: на каждую приемную цепь выделяется лишь та порция принятого сигнала, которая содержит суммарный вклад от одной компоненты передаваемого вектора \mathbf{x} , с максимальным подавлением вкладов от всех других компонент.

На рисунке 4 и рисунке 5 приведены результаты моделирования - графики помехоустойчивости системы в результате применения формул (15), (16) и (17) к получению матрицы \mathbf{F} линейного комбинирования сигналов на приеме для систем с функциональной схемой С1.1. При моделировании применялась жесткая

демодуляция по критерию максимального правдоподобия. Из рисунка 4 и рисунка 5 видно, что характеристики помехоустойчивости для матриц \mathbf{F} из (16) и (17) уступают на уровне $SER = 10^{-2}$ приблизительно 0,5 дБ характеристике для матрицы \mathbf{F} из (15).

Из теории обработки сигналов известно, что линейные оценки $\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{y}$ с матрицей \mathbf{F} вида (16) и (17) в случае применения дискретной цифровой модуляции допускают значительное улучшение в смысле итоговых характеристик помехоустойчивости системы [45], [73]-[79]. Для этого требуется отказаться от линейных и перейти к нелинейным методам: применить пошаговое (в N шагов) определение компонент сигнала, где на каждом шаге матрица \mathbf{F} для вычисления каждой следующей дискретной компоненты определяется с учетом уже определенных на предыдущих шагах компонент (Successive Interference Cancellation - SIC, [73]-[79]).

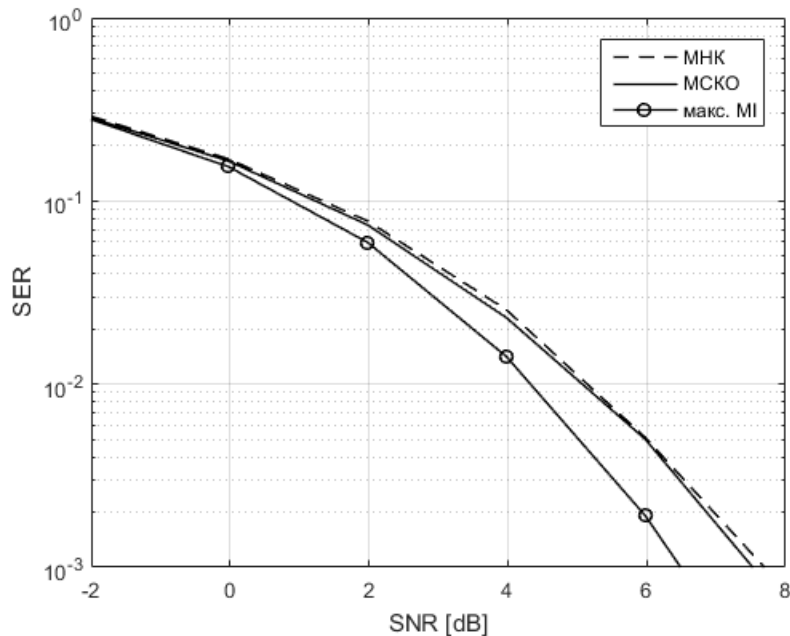


Рисунок 4. Характеристики помехоустойчивости для матриц комбинирования, соответствующих критериям МНК, МСКО и максимума MI . Система $4 \times 16 \times 4$ 16QAM, функциональная схема С1.1.

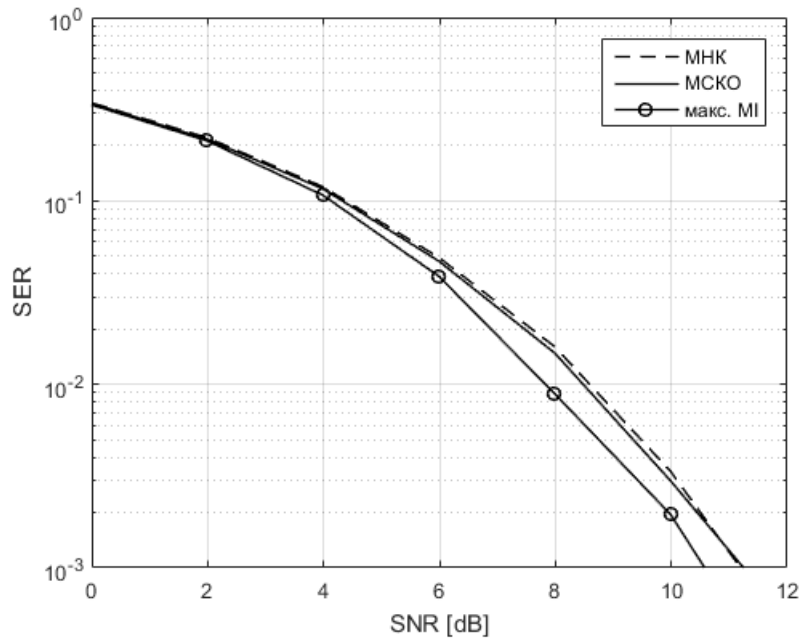


Рисунок 5. Характеристики помехоустойчивости для матриц комбинирования, соответствующих критериям МНК, МСКО и максимума MI . Система $2 \times 8 \times 2$ 16QAM, функциональная схема С1.1.

Однако в нашем случае этот подход неприменим: для определения каждой компоненты на каждом шаге SIC требуется выполнение демодуляции, условием для которой является прохождение сигналов через цепи обработки сигнала, в то время как в функциональной схеме С1.1 мы рассматриваем лишь линейное комбинирование сигналов на приеме в одну стадию до прохождения сигналов через устройства обработки.

Мы убедились, что характеристики помехоустойчивости для матриц \mathbf{F} из (16) и (17) уступают характеристикам для \mathbf{F} из (14). Однако, главной причиной отказа от дальнейшего рассмотрения в нашей работе решений МНК и МСКО для формирования матрицы \mathbf{F} является то, что в этих методах невозможно ввести ограничения на диапазон работы усилителей мощности в функциональной схеме С1.1 (усилители обозначены пустыми треугольниками на рисунке 3). В решениях МНК и МСКО каждый усилитель мощности должен обеспечивать возможность умножать величину сигнала на число из диапазона значений от 0 до ∞ .

В рамках же рассмотрения лишь ортогональных матриц вида (15), являющихся оптимальными решениями поставленной задачи по критерию (14),

каждый усилитель (аттенюатор) должен обеспечивать усиление лишь в пределах от 0 до 1, что ограничивает требования к диапазону линейности усилителей и на практике означает принципиальную возможность реализации функциональной схемы С1.1 по критерию (14) на додетекторной стадии.

Далее в работе для разработки новых методов комбинирования рассматриваются только матрицы F , удовлетворяющие условию $FF^H = I_M$, а критерий (14) будет выбран единственным для нахождения матрицы F .

Алгоритмом “А1.1” (см. Приложение 1) будет называться правило построения матрицы F по формуле (15).

Везде далее: для модели системы $N \times r \times M$ (1) выражение “метод С1.1+А1.1” (см. Приложение 1) будет обозначать функциональную схему комбинирования антенн С1.2 в сочетании с матрицей F комбинирования согласно алгоритму А1.1 (15), оптимальному по критерию максимума взаимной информации (14).

На рисунке 6 на материале данного параграфа объясняется смысл, который будет вкладываться в термины “система”, ”метод” и ”режим” на протяжении всего дальнейшего изложения.



Рисунок 6. Определение терминов “система”, “метод”, “режим” в данной работе

“Система” будет записываться в любом более удобном виде, например без указания участков текста, заключенных на рисунке 6 в скобки.

Таблица всех методов, состоящих из функциональных схем и алгоритмов, рассмотренных в данной работе, приведена в Приложении 1.

1.2.2 Выбор антенн на приеме как простейший в реализации вырожденный случай. Известные функциональная схема С1.2 и алгоритм А1.2.

Самый распространенный в практических применениях вариант комбинирования на приеме основан на простом выборе антенн. Использование большого количества приемных антенн вне корпуса приемного терминала не представляет на сегодня проблемы, поскольку технологии производства антенных решеток с полосковыми либо дипольными антеннами хорошо отлажены [25]-[27]. Для выбора антенн в дополнение к антенной решетке нужен коммутатор, построенный в виде набора коммутационных ключей. Коммутационные ключи, вносящие пренебрежимый уровень искажений и потерь в функциональную схему приема, при скорости коммутации не чаще чем один раз в 0,5 мс (0,5 мс = “slot” в кадре стандарта 3GPP LTE), на сегодня являются доступными и недорогими элементами [26].

Пример функциональной схемы “С1.2” (см. Приложение 1) для системы $4 \times 16 \times 4$ (то есть для $M = 4, r = 16, N = 4$) показан на рисунке 7 [25]. Введем обозначение: $\mathbf{d} \in Z^{M \times 1}: \mathbf{d}(e) \in [1:r], e = 1, 2, \dots, M$ - вектор коммутации, содержащий все номера приемных антенн, выбранных для коммутации на M цепей обработки сигнала.

Для конкретного вида функциональной схемы С1.2 для модели системы (1) $N \times r \times M$ определим матрицу \mathbf{F} комбинирования на приеме размерности $M \times r$ в два шага:

- 1) $\mathbf{F} = \mathbf{0}$ - первоначальное обнуление всех элементов матрицы, (18)

2) $F(e, \mathbf{d}(e)) = 1, e = 1, 2, \dots, M$ - присвоение M элементам матрицы значений 1, притом в векторе \mathbf{d} все значения - различные, то есть в матрице F в любом столбце может стоять не более одной единицы.

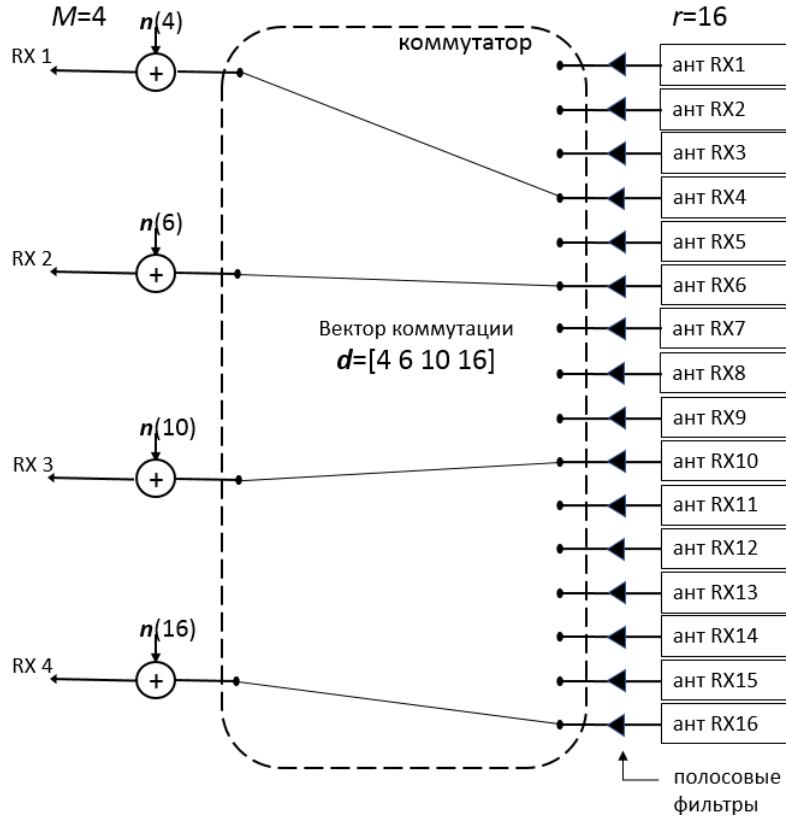


Рисунок 7. Известная функциональная схема C1.2 с простым выбором антенн для системы $4 \times 16 \times 4$

Матрица F для примера реализации функциональной схемы на рисунке 7 имеет вид:

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Эффективные параметры $H_{\text{эф}} = FH = f(H, \mathbf{d}), n_{\text{эф}} = Fn = f(n, \mathbf{d})$ дают возможность записать вариант формулы (3) для эффективной модели системы ММО $N \times M$:

$$\mathbf{y} = f(H, \mathbf{d}) \cdot \mathbf{x} + f(n, \mathbf{d}) \quad (19)$$

Для этой модели применима формула (4) для взаимной информации, вариант которой с использованием обозначения \mathbf{d} записывается в виде:

$$MI(SNR, \mathbf{f}(\mathbf{H}, \mathbf{d})) = \log_2(\det(\mathbf{f}(\mathbf{H}, \mathbf{d})^H \cdot \mathbf{f}(\mathbf{H}, \mathbf{d}) + \mathbf{I}_N)) \quad (20)$$

Критерий максимизации взаимной информации для классической оптимизационной задачи выбора приемных антенн в эффективной системе MIMO $N \times M$ в форме (19) формулируется следующим образом [25]:

$$\mathbf{d} = \underset{s(e) \in [1:r], e=1,2,\dots,M}{argmax} \left(MI(SNR, \mathbf{f}(\hat{\mathbf{H}}, \mathbf{s})) \right) \quad (21)$$

Здесь максимум ищется по всем векторам \mathbf{s} размерности M , содержащим подмножество M индексов из набора индексов $[1:r]$.

Алгоритмом “A1.2” (см. Приложение 1) будем далее называть построение по правилу () матрицы \mathbf{F} , соответствующей вектору \mathbf{d} из формулы (21)

Везде далее: для модели системы (19) - частного случая модели системы $N \times r \times M$ (1), выражение “метод C1.2+A1.2” (см. Приложение 1) будет обозначать функциональную схему простого выбора антенн C1.2 в сочетании с алгоритмом A1.2 выбора антенн, оптимального по критерию максимума взаимной информации (14), записанному в виде (21).

Сделаем замечание в отношении сравнения рассматриваемого нами режима $N \times r \times M$ C1.2+A1.2 с другим, основанным на использовании табличного унитарного прекодирования на передаче для классической системы MIMO $N \times M$. Сравнение этих режимов актуально, так как они оба не требуют изменений в сети сотового оператора и в системе стандартов сотовой связи по сравнению с другими методами повышения помехоустойчивости режима SU MIMO SM: для применения унитарного прекодирования на передаче требуется только обратный канал для сигнализации от приемника на сторону передачи [99]-[103], а для применения выбора антенн на приеме требуются только дополнительные антенны и коммутатор на приемной стороне.

На рисунке 8 показаны графики помехоустойчивости системы SU MIMO SM $M = N = 4$ с модуляцией 16QAM. Сравниваются методы MIMO 4×4 с 4-битным

унитарным прекодированием на передаче из стандарта 3GPP [82] и $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A1.2.

Из рисунка 8 видно, что на уровне $SER = 10^{-2}$ выбор 4 из 8 антенн на приеме выигрывает 1,8 дБ по отношению к 4-битному прекодированию на передаче согласно спецификации 3GPP [82].

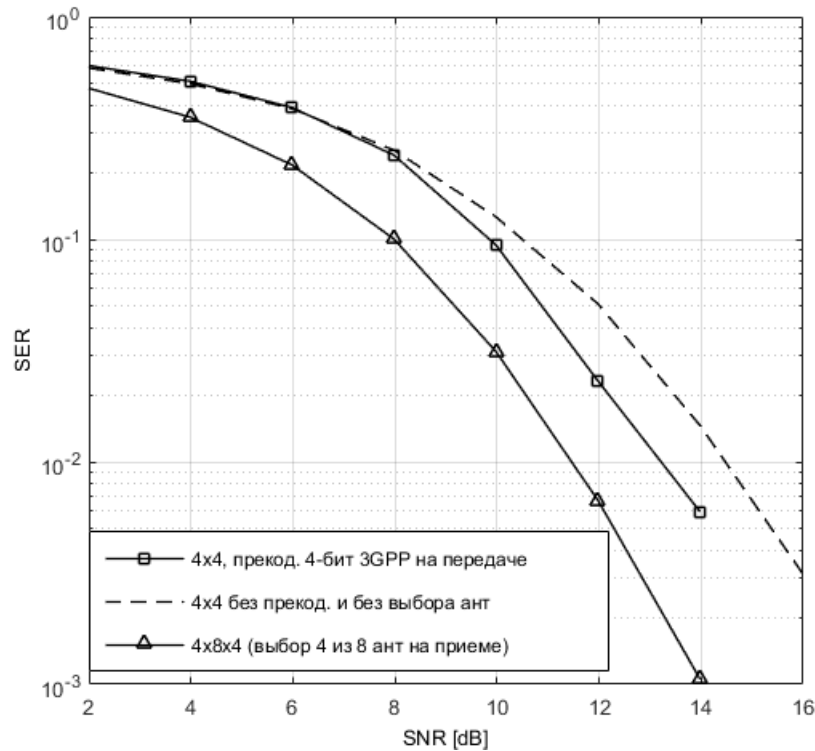


Рисунок 8. Характеристики помехоустойчивости системы 16QAM с $M = N = 4$ для выбора антенн на приеме и для прекодирования на передаче [82]

1.2.3 Комбинирование на приеме, функциональная схема без усилителей мощности. Известные функциональная схема C1.3 и алгоритм A1.3.

Предложенное в [26] упрощение функциональной схемы C1.1, описанной в параграфе 1.2.1, сводится к удалению из нее усилителей; тогда она строится лишь на пассивных элементах - разветвителях, фазовращателях и сумматорах. Такая реализация накладывает ограничение на вид матрицы комбинирования: \mathbf{F} должна быть пропорциональна матрице, все элементы которой имеют вид комплексных экспонент с различными показателями (как результат представления действия фазовращателей и сумматоров).

На рисунке 9 изображен пример такой функциональной схемы, будем называть ее “С1.3” (см. Приложение 1), для случая $4 \times 16 \times 4$ ($r = 16$ приемных антенн, $M = 4$ цепей обработки сигнала и $N = 4$ передающих антенн). Заметим, что функциональная схема С1.3 обобщается на случаи любой системы SU MIMO SM $N \times r \times M$ для модели (1).

Для схемы С1.3 неизвестна аналитическая форма для выбора матрицы \mathbf{F} , оптимальной по критерию максимума взаимной информации без ограничений на применяемый метод демодуляции. Один из известных методов решения задачи поиска матрицы \mathbf{F} в этих обстоятельствах - метод разделения пространства всех возможных реализаций матрицы \mathbf{F} на области, и перебор по критерию (14) в этом пространстве областей; алгоритмическая сложность полного перебора в этом методе весьма высока [27].

Приближенный алгоритм выбора матрицы комбинирования, избавляющий от необходимости упомянутого полного перебора по критерию (14), предложен в [26], и сводится к получению оптимальной матрицы \mathbf{F} по формуле (15), а затем к делению каждого элемента этой матрицы на его модуль с домножением на нормировочный коэффициент $1/r$.

Алгоритмом “А1.3” (см. Приложение 1) будем называть построение матрицы комбинирования \mathbf{F}_0 для функциональной схемы С1.3 по правилу (22):

$$\begin{aligned} \text{Для всех } i = 1, 2, \dots, M, j = 1, 2, \dots, r : \\ \mathbf{F}_0(i, j) = 1/r \cdot \mathbf{F}(i, j) / |\mathbf{F}(i, j)| \end{aligned} \quad (22)$$

Везде далее: для модели системы $N \times r \times M$ (1) выражение “метод С1.3+А1.3” (см. Приложение 1) будет обозначать функциональную схему комбинирования антенн С1.3 в сочетании с матрицей \mathbf{F}_0 комбинирования антенн согласно алгоритму А1.3 (22).

В функциональной схеме на рисунке 9 обращают на себя внимание многочисленные блоки разветвителей 1:4 и сумматоров 16:1. Такие блоки должны быть реализованы на дорогостоящей элементной базе, снижающей до минимума

нелинейные влияния между входом и выходом, а также между всеми четырьмя выходами в разветвителе и всеми шестнадцатью входами в сумматоре.

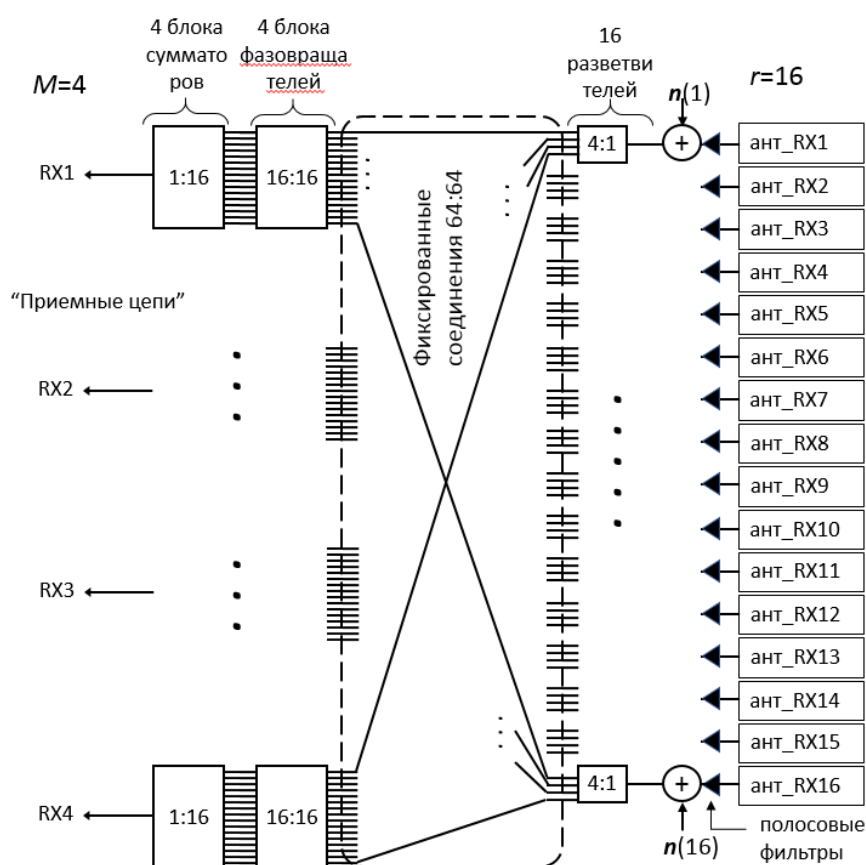


Рисунок 9. Известная функциональная схема С1.3, построенная на пассивных элементах [26], для системы $4 \times 16 \times 4$

На рисунке 10 и рисунке 11 показаны два примера графиков помехоустойчивости системы с применением описанных в параграфе 1.2 известных методов додетекторного комбинирования для системы SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$.

Условия моделирования: для 16QAM применялась демодуляция по наилучшему для жесткой демодуляции критерию максимального правдоподобия [13]-[20]:

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{МП}} = \underset{\mathbf{x} \in \mathcal{X}}{\operatorname{argmin}} \left(|\mathbf{y} - \mathbf{F}\hat{\mathbf{H}} \cdot \mathbf{x}|^2 \right), \quad (23)$$

здесь: $\hat{\mathbf{x}}_{\text{МП}}$ - оценка вектора \mathbf{x} передаваемых символов из дискретного набора \mathcal{X} , и обозначения векторов и матриц соответствуют модели (1). Для 64QAM применялась демодуляция на сфере “K-best” [79]. Для каждого значения SNR

делалось 20000 независимых экспериментов, в каждом из которых генерировались случайные реализации всех членов уравнения модели (1), в частности матриц канала \mathbf{H} с рэлеевскими замираниями.

На вертикальной оси каждого графика обозначен SER , коэффициент ошибок на символ, на горизонтальной - SNR , уровень отношения сигнал/шум в расчете на одну передающую антенну. Приведены только графики для значения коэффициента из формулы (5) $K = 0$, то есть $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}$. Обозначения линий на графиках:

- Линия с треугольниками соответствует режиму SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ C1.2+A1.2 (схема рисунок 7 с матрицей \mathbf{F} из (21)). Это самая правая кривая на каждом графике.
- Линия со звездочками соответствует режиму SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ C1.3+A1.3 (схема рисунок 9 с матрицей \mathbf{F}_0 из (22)).
- Линия с кружками соответствует режиму SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ C1.1+A1.1 (схема рисунок 3 с матрицей \mathbf{F} из (15)). Это самая левая кривая на каждом графике на рисунке 10 и рисунке 11.

Обоснование достаточности числа 20000 независимых экспериментов для каждого значения SNR , и пояснения относительно выбора уровня $SER = 10^{-2}$ для сравнения характеристик помехоустойчивости – даны в Приложении 2.

Как видно из рисунка 10 и рисунка 11, методы комбинирования на приеме C1.1+A1.1 и C1.3+A1.3, описанные соответственно в параграфах 1.2.1 и 1.2.3, различаются на уровне $SER = 10^{-2}$ на небольшую величину в 1 дБ, что делает применение функциональной схемы C1.3, упрощенной по сравнению со схемой C1.1, оправданным.

Однако, функциональная схема комбинирования C1.3 все еще сложна в практической реализации: наличие разветвителей и сумматоров на большое число входов и выходов в этой схеме потребует специальных технических решений для ограничения нелинейных эффектов.

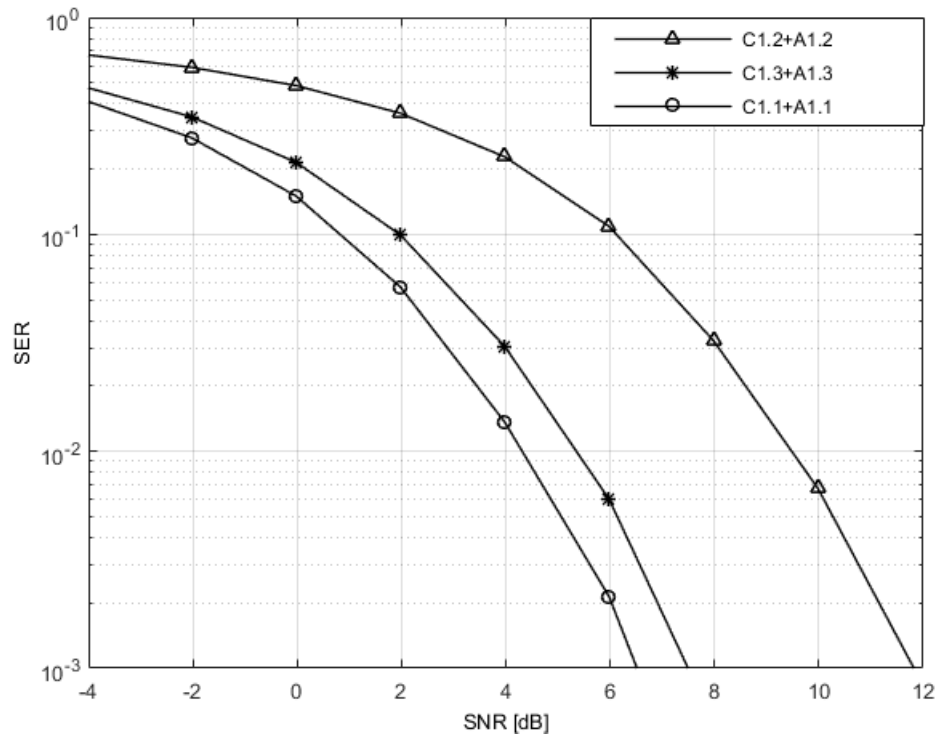


Рисунок 10. Характеристики помехоустойчивости известных методов комбинирования для системы $4 \times 16 \times 4$ 16QAM.

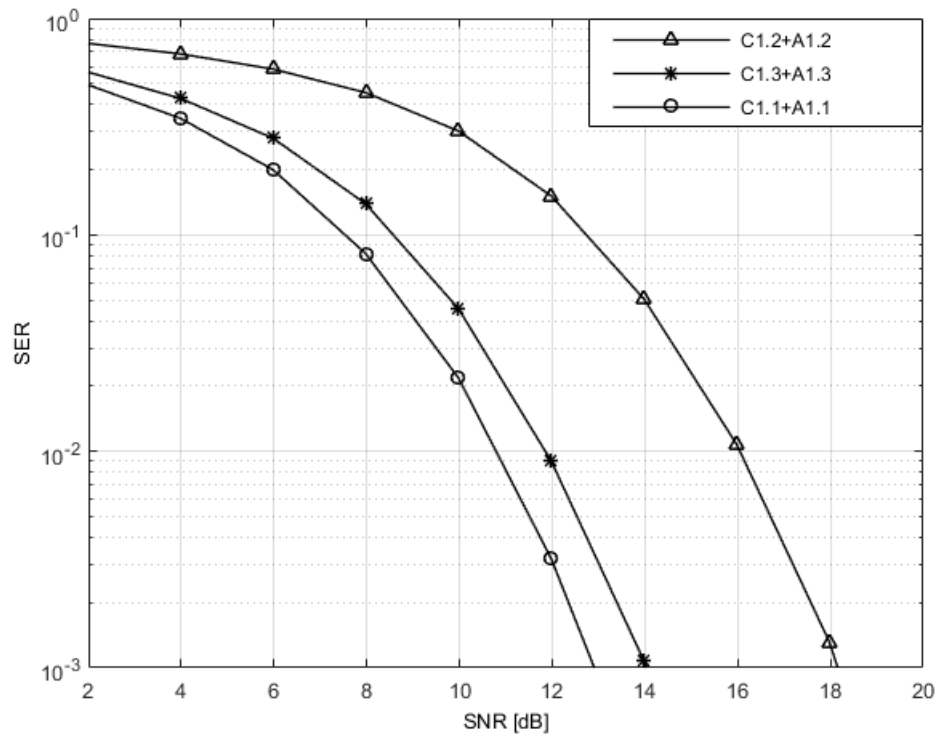


Рисунок 11. Характеристики помехоустойчивости известных методов комбинирования для системы $4 \times 16 \times 4$ 64QAM.

Существует потребность разработки метода с функциональной схемой пониженной сложности по сравнению с C1.3 с расчетом, чтобы новый метод

сохранил выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с методом C1.2+A1.2 с простым выбором антенн.

1.3 Известные методы предсказания характеристик радиоканала

1.3.1 Спектральный метод представления и предсказания канала ESPRIT

Предположим, что передаточная функция канала (8) на выбранной частоте f_m записывается в виде суммы известного числа D компонент с близкой к нулю ошибкой (при этом $t/\Delta t_{pilot}, f_m/\Delta f_{pilot}$ - положительные целые координаты на шкале времени и на шкале частот, соответствующие некоторому узлу на сетке №1 на рисунке 2) [84]-[91]:

$$\begin{aligned} h(t/\Delta t_{pilot}, f_m/\Delta f_{pilot}) &= \sum_{j=1}^D \alpha_j \cdot e^{i2\pi f_j t} \cdot e^{-i2\pi f_m \tau_j} + \theta \\ &= \sum_{j=1}^D \alpha_{mj} \cdot z_j^t + \theta, \end{aligned} \quad (24)$$

где:

$\theta \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ - ошибка оценивания, имеющая распределение: $p(\theta) \sim \mathcal{CN}(0; \sigma_\theta^2)$,

$\alpha_{mj} = \alpha_j \cdot e^{-i2\pi f_m \tau_j}$, $z_j = e^{i2\pi f_j}$.

Переменные z_j - комплексные компоненты канала, переменные α_{mi} - комплексные множители при компонентах.

Опишем нахождение комплексных компонент и амплитуд канала методом ESPRIT [84]-[91]. В расчете будем учитывать только замеры на опорных ресурсных элементах; шаг интервала измерений во временной области составит Δt_{pilot} секунд, а расстояние между соседними частотными компонентами, задействованными в замерах, составит Δf_{pilot} Герц. Выбрав параметр L , $L \geq D$, зададим на каждой из E опорных частотных поднесущих количество замеров во временной области равным $L + W - 1$, где E и W - положительные целые числа. Из (24), передаточная функция канала в дискретном времени на опорной частотной поднесущей f_m записывается в виде:

$$\mathbf{h}_m = \mathbf{Z} \cdot \boldsymbol{\alpha}_m + \boldsymbol{\theta}, \quad (25)$$

где:

$$\mathbf{h}_m = \begin{bmatrix} h(0, m) \\ h(1, m) \\ \vdots \\ h(L + W - 2, m) \end{bmatrix}, \quad (26)$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1^{\Delta t_{pilot}} & z_2^{\Delta t_{pilot}} & \dots & z_D^{\Delta t_{pilot}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ z_1^{(L+W-2)\Delta t_{pilot}} & z_2^{(L+W-2)\Delta t_{pilot}} & \dots & z_D^{(L+W-2)\Delta t_{pilot}} \end{bmatrix}, \quad (27)$$

$$\boldsymbol{\alpha}_m = [\alpha_{m1} \quad \alpha_{m2} \quad \dots \quad \alpha_{mD}]^T, \quad (28)$$

и $\boldsymbol{\theta}$ - вектор ошибки оценки, с независимыми распределенными по нормальному закону компонентами, согласованный по размерности с остальными членами уравнения: $p(\boldsymbol{\theta}) \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}; \sigma_{\boldsymbol{\theta}}^2 \cdot \mathbf{I}_{L+W-1})$.

Уравнение наблюдения с матрицей пилотных символов \mathbf{X} из (12) размерности $(L + W - 1) \times (L + W - 1)$ имеет вид:

$$\mathbf{Y}_m = \mathbf{X} \cdot \mathbf{h}_m + \boldsymbol{\kappa}, \quad (29)$$

где вектор наблюдаемых значений:

$$\mathbf{Y}_m = \begin{bmatrix} Y(0, m) \\ Y(1, m) \\ \vdots \\ Y(L + W - 2, m) \end{bmatrix}, \quad (30)$$

и $\boldsymbol{\kappa} \in \mathbb{C}^{(L+W-1) \times 1}$ - вектор аддитивного шума на приеме с независимыми распределенными по нормальному закону компонентами: $p(\boldsymbol{\kappa}) \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}; \mathbf{I}_{L+W-1})$.

Введем новый вектор:

$$\boldsymbol{h}_m = \mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{Y}_m = \mathbf{h}_m + \mathbf{X}^{-1} \cdot \boldsymbol{\kappa} = \mathbf{Z} \cdot \boldsymbol{\alpha}_m + \boldsymbol{\eta}, \quad (31)$$

где выражение $\boldsymbol{\eta} = (\boldsymbol{\theta} + \mathbf{X}^{-1} \cdot \boldsymbol{\kappa})$ - эффективный вектор шума с независимыми распределенными по нормальному закону компонентами (так как он является суммой двух векторов, каждый из которых распределен нормально и независимо).

Введем обозначение для диагональной невырожденной матрицы:

$$\boldsymbol{\Phi} = \text{diag}([z_1 \quad z_2 \quad \dots \quad z_D]) \quad (32)$$

Аналог формулы (25) на опорной частотной поднесущей f_m на следующие дискретные моменты времени от $a \cdot \Delta t_{pilot}$ до $(L + W - 2 + a) \cdot \Delta t_{pilot}$ секунд в будущем при неизменных векторе α_m и матрице Φ может быть записан в виде:

$$\begin{aligned} \check{\mathbf{Z}} &= \mathbf{Z} \cdot \Phi^a, \\ \mathbf{h}_m &= \check{\mathbf{Z}} \cdot \alpha_m + \theta, \end{aligned} \quad (33)$$

здесь \mathbf{Y}^a - a -я степень диагональной матрицы \mathbf{Y} .

Обозначив \mathbf{Z}^\downarrow и \mathbf{Z}^\uparrow матрицу \mathbf{Z} с удаленной первой и последней строкой соответственно, можем записать:

$$\mathbf{Z}^\downarrow = \mathbf{Z}^\uparrow \cdot \Phi \quad (34)$$

Из матричных блоков соберем матрицу: $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_0 \quad \mathbf{H}_1 \quad \cdots \quad \mathbf{H}_{E-1}]$, при том, что каждый m -й блок, $m = 0, 1, \dots, E - 1$ представляет из себя матрицу Ханкеля [63] размерности $L \times W$:

$$\mathbf{H}_m = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_m(0) & \mathbf{h}_m(1) & \cdots & \mathbf{h}_m(W-1) \\ \mathbf{h}_m(1) & \mathbf{h}_m(2) & \cdots & \mathbf{h}_m(W) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{h}_m(L-1) & \mathbf{h}_m(L) & \cdots & \mathbf{h}_m(L+W-2) \end{bmatrix} \quad (35)$$

SVD-разложение [62]-[66] матрицы \mathbf{H} дает:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_n] \cdot \begin{bmatrix} \Sigma_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \Sigma_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_s^H \\ \mathbf{V}_n^H \end{bmatrix}, \quad (36)$$

где сигнальное подпространство характеризуется матрицами $\mathbf{U}_s \in \mathbb{C}^{L \times D}$, $\Sigma_s \in \mathbb{R}^{D \times D}$, $\mathbf{V}_s \in \mathbb{C}^{WE \times D}$, а остальные члены характеризуют дополнительное к сигнальному подпространство шума. Напомним, что в SVD-разложении [66] средняя диагональная матрица организована так, что сингулярные числа на диагонали выстроены по мере убывания сверху вниз.

Из разложения (36) видно, что размерность матричных блоков в выражении (35) должна быть выбрана такой, чтобы обеспечить $L \geq WE \geq D$ для получения полного (большого чем D) ранга матрицы \mathbf{H} .

Все возможные линейные комбинации D ортонормальных столбцов матрицы \mathbf{U}_s образуют то же подпространство, что и D столбцов матрицы \mathbf{Z} . Следовательно,

существует невырожденная матрица \mathcal{L} и ее невырожденная обратная \mathcal{L}^{-1} - такие, что:

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{Z} \cdot \mathcal{L}, \text{ или } \mathbf{Z} = \mathbf{U}_s \cdot \mathcal{L}^{-1}.$$

Следовательно, для матриц $\mathbf{U}_s^\downarrow = \mathbf{Z}^\downarrow \cdot \mathcal{L}$ и $\mathbf{U}_s^\uparrow = \mathbf{Z}^\uparrow \cdot \mathcal{L}$ выполняется аналог равенства (34):

$$\mathbf{U}_s^\downarrow \cdot \mathcal{L}^{-1} = \mathbf{U}_s^\uparrow \cdot \mathcal{L}^{-1} \cdot \Phi, \text{ откуда окончательно:}$$

$$\mathbf{U}_s^\downarrow = \mathbf{U}_s^\uparrow \cdot \mathcal{L}^{-1} \cdot \Phi \cdot \mathcal{L}.$$

Из последнего равенства следует, что невырожденная по построению матрица $\mathcal{Q} = \mathcal{L}^{-1} \cdot \Phi \cdot \mathcal{L}$ имеет один набор собственных значений с невырожденной матрицей Φ (эти матрицы “подобны” [63]). Метод наименьших квадратов (МНК) дает следующую оценку для матрицы \mathcal{Q} [67]-[78]:

$$\hat{\mathcal{Q}} = \left(\mathbf{U}_s^{\uparrow H} \mathbf{U}_s^\uparrow \right)^{-1} \cdot \mathbf{U}_s^{\uparrow H} \mathbf{U}_s^\downarrow$$

Далее находятся собственные значения матрицы $\hat{\mathcal{Q}}$, которые являются оценками искомым диагональных элементов $\hat{z}_1, \hat{z}_2, \dots, \hat{z}_D$ матрицы Φ .

После получения комплексных компонент канала и построения найденной оценки матрицы $\hat{\mathbf{Z}}$ по формуле (27) можно из формулы (25) получить оценку вектора $\hat{\alpha}_m$. В случае, когда матрица корреляции выражения эффективного вектора шума $(\theta + \mathcal{X}^{-1} \cdot \kappa)$ неизвестна, наилучшую оценку для $\hat{\alpha}_m$ даст оценка МНК [13]-[20]:

$$\hat{\alpha}_m = (\hat{\mathbf{Z}}^H \hat{\mathbf{Z}})^{-1} \hat{\mathbf{Z}}^H \mathbf{h}_m = (\hat{\mathbf{Z}}^H \hat{\mathbf{Z}})^{-1} \hat{\mathbf{Z}}^H \mathcal{X}^{-1} \mathbf{Y}_m \quad (37)$$

Предсказание комплексного коэффициента канала средствами исключительно алгоритма ESPRIT на опорной частотной поднесущей f_m на следующие дискретные моменты времени, через $a \cdot \Delta t_{pilot}$ ($a = 1, 2, \dots$) секунд в будущем, начиная отсчет от текущего момента $(L + W - 2) \cdot \Delta t_{pilot}$ секунд, может быть сделано при условии, что вектор α_m и матрица Φ на этот отрезок времени в будущем останутся неизменными. Из формулы (33) следует:

$$h(L + W - 2 + a, m) = \check{\mathbf{Z}}(L + W - 2, :) \cdot \alpha_m \quad (38)$$

1.3.2 Оценка и предсказание параметров радиоканала на основе фильтрации Калмана

Обозначим ∇_k - целое положительное число, обозначающее текущий k -й отсчет дискретного времени; ему на рисунке 1 соответствует вертикальная двойная черта, отделяющая прошедшее время от будущего. Рассмотрим прямоугольную сетку №1 опорных символов на частотно-временной шкале, как показано на рисунке 2. Расстояние между всеми ближайшими опорными частотными поднесущими равно 90 кГц, или Δf_{pilot} . На частотной шкале выберем и зафиксируем некоторую опорную поднесущую номер P . На временной шкале обозначим S временных отсчетов с номерами от $\nabla_k - S + 1$ до ∇_k . В дискретной вычислительной процедуре, переход с k -го на $k + 1$ -й шаг будет соответствовать переходу во времени на 0,5 мс, или на один период Δt_{pilot} .

Наблюдаемый вектор в левой части формулы (12):

$$\mathbf{Y}_k = \begin{bmatrix} Y(\nabla_k - S + 1, P) \\ Y(\nabla_k - S + 2, P) \\ \vdots \\ Y(\nabla_k, P) \end{bmatrix}$$

Матрица пилотных символов \mathbf{X} из формулы (12) размерности $S \times S$:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X(\nabla_k - S + 1, P) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X(\nabla_k - S + 2, P) & 0 & \dots \\ \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X(\nabla_k, P) \end{bmatrix}$$

Уравнение наблюдения в виде (12): $\mathbf{Y}_k = \mathbf{X} \cdot \mathbf{h}_k + \boldsymbol{\kappa}_k$, где обозначение $\mathbf{h}_k = \mathbf{h}(1:S, P)$ введено для оцениваемого в текущий момент времени вектора-столбца комплексных коэффициентов канала, а $p(\boldsymbol{\kappa}_k) \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}; \mathbf{I}_S)$ - вектор шума. Обозначим $\mathbf{h}_{k+1|k}$ - предсказанное значение для вектора комплексных коэффициентов канала на следующий шаг $k + 1$ на основе имеющейся оценки вектора \mathbf{h}_k на текущем шаге k .

Динамическая система уравнение состояния - уравнение наблюдения для задачи фильтрации Калмана выглядит так [38]-[41]:

$$\begin{cases} \mathbf{h}_{k+1|k} = \mathbf{h}_k + \boldsymbol{\zeta}_k \\ \mathbf{Y}_k = \mathbf{X} \cdot \mathbf{h}_k + \boldsymbol{\varkappa}_k \end{cases}, \quad (39)$$

где вектор шума возбуждения $p(\boldsymbol{\zeta}_k) \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}; \sigma_{\boldsymbol{\zeta},k}^2 \cdot \mathbf{I})$, а значение дисперсии $\sigma_{\boldsymbol{\zeta},k}$ считается известным на каждом шаге.

Решение задачи (39) в комплексном варианте дается известной вычислительной процедурой - фильтром Калмана, описанным в [38]-[45].

За десятилетия существования фильтра Калмана изучены многочисленные модификации постановки задачи фильтрации, и разработаны разновидности реализации фильтра Калмана, адаптированные для решения широкого многообразия вариантов задач.

В одном из вариантов запись уравнения наблюдения в (39) дается в форме линейной регрессионной зависимости; к наблюдаемым переменным для оценивания и предсказания добавляются неизвестные коэффициенты регрессии; получившаяся нелинейная система линеаризуется с применением дифференциала и с введением новых обозначений; новая линейная система решается методом фильтрации Калмана. Такая модификация постановки задачи и ее решения носит название расширенного фильтра Калмана [46], [47]. Описание результатов применения расширенного фильтра Калмана к задаче оценки и предсказания нестационарного радиоканала можно найти в [47].

1.3.3 Необходимые условия для работы всех известных методов предсказания параметров радиоканала

Описанные в параграфах 1.3.1-1.3.2 методы, обозначенные в Приложении 1 буквой “П”, служат для иллюстрации общего подхода к предсказанию параметров радиоканала: нужно определить все отслеживаемые параметры, составить динамическую систему уравнение состояния - уравнение наблюдения, и далее предоставить выбранному методу как отслеживание текущих значений параметров, так и их предсказание на следующий отрезок времени. Как было показано, предсказание параметров канала с использованием и фильтра Калмана, и алгоритма ESPRIT - требует регулярного поступления измерительных данных о

канале. Добавим, что частота поступления измерительных данных должна быть в среднем одинаковой для всех приемных антенн, так как заранее неизвестен принцип, по которому можно отдать предпочтение одним антеннам по отношению к другим.

Если в системе используется выбор антенн на приеме, и приемных антенн в $M/N = P$ раз ($P = 2,3,4 \dots$) больше чем цепей обработки сигнала на приеме, то для однократного считывания пилотной информации для всех приемных антенн потребуется P интервалов по $\Delta t_{pilot} = 0,5$ мс (“slot” на рисунке 2). Как отмечено во Введении, прием пилотной информации и прием полезных данных ведется в каждые данные 0,5 миллисекунд с подключением цепей обработки сигнала к одним и тем же M антеннам, что входит в противоречие с идеей получения максимального выигрыша от выбора антенн на приеме по критерию максимума взаимной информации - независимо от качества работы известных методов предсказания “П” (см. Приложение 1).

Актуальной является задача определить достижимые границы помехоустойчивости системы SU MIMO SM от применения выбора антенн на приеме совместно с известными на сегодня методами предсказания характеристик существенно нестационарного радиоканала при повторении кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной антенной решетки. Существует также необходимость разработки новых алгоритмов предсказания параметров нестационарного радиоканала, которые позволили бы отказаться от кругового считывания пилотной информации и, как следствие, максимизировать выигрыш в помехоустойчивости системы при их применении совместно с выбором антенн на приеме.

1.4 Выводы

1) Требуется разработка метода с новой функциональной схемой и алгоритмом комбинирования сигналов на приеме, который обеспечит низкую сложность функциональной схемы по сравнению с известной функциональной

схемой C1.3 (см. Приложение 1) ценой минимального уровня потерь в помехоустойчивости системы SU MIMO SM по сравнению с методом C1.3+A1.3 (см. Приложение 1).

2) Существует необходимость разработки нового алгоритма предсказания характеристик канала, отличного от известных алгоритмов, описанных в параграфах 1.3.1 и 1.3.2, который позволил бы получить выигрыш в помехоустойчивости системы SU MIMO SM от применения выбора антенн в условиях нестационарного радиоканала.

2 Новый алгоритм с упрощенной функциональной схемой додетекторного комбинирования для системы MIMO

В данной главе предлагается метод с новой функциональной схемой комбинирования сигналов на приеме и алгоритмом нахождения матрицы \mathbf{F} для нее, который при наличии ограничения на аппаратную сложность функциональной схемы и на вычислительную сложность алгоритма обеспечит выигрыш в помехоустойчивости системы SU MIMO SM по сравнению со случаем простого выбора антенн [109].

2.1 Новая функциональная схема C2 додетекторного комбинирования сигналов на приеме

Будем рассматривать систему SU MIMO SM $N \times r \times N$ ($M = N$), для которой при фиксированных N и r возможно достичь максимальных теоретически возможных значений емкости канала в расчете на одну передающую антенну [13-20]. Будем рассматривать значения $r \geq 2N$.

На рисунке 12 показан пример предлагаемой новой функциональной схемы “C2” (см. Приложение 1) на приеме для случая $4 \times 16 \times 4$ ($M = N = 4, r = 16$).

Дан приемный терминал с N цепями обработки сигнала. Каждая цепь обработки сигнала имеет на входе сигнал, поступающий с выделенной для нее ступени комбинирования. Каждая ступень комбинирования соединяется (будем также употреблять термин “коммутируется”) с одной или двумя приемными антеннами (выбранными из $r \geq 2N$ антенн) через пассивный элемент - коммутатор.

В ступени комбинирования имеется сумматор - пассивный элемент, складывающий два сигнала на входе и передающий на каждый из двух выходов суммарный сигнал половинной мощности; при этом один из выходов замыкается на согласованную нагрузку. В ступени комбинирования имеется фазовращатель - также пассивный элемент.

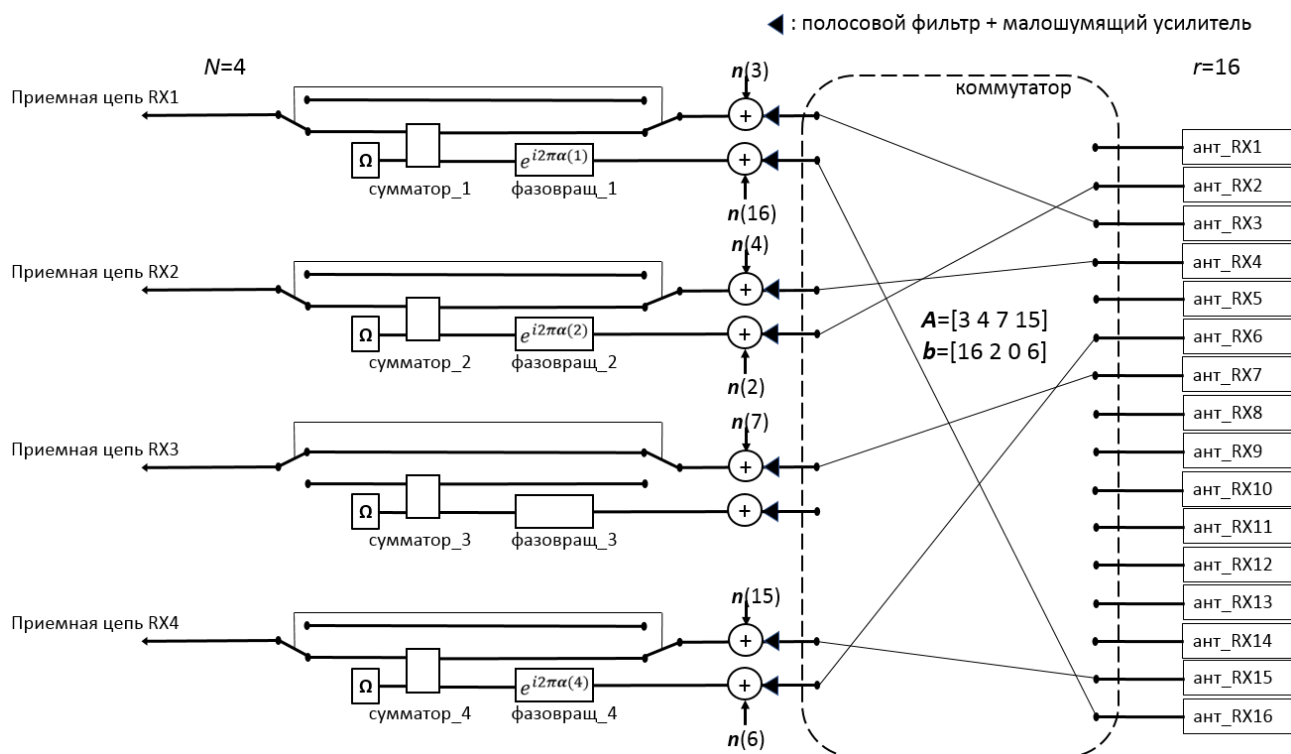


Рисунок 12. Новая функциональная схема С2 комбинирования на приеме, построенная на пассивных элементах, для системы $4 \times 16 \times 4$

В ступени комбинирования имеется парный переключатель, который может находиться в двух положениях:

- Верхнее положение: сигнал от одной выбранной антенны идет на свою цепь обработки сигнала в обход сумматора;
- Нижнее положение: сигналы от двух выбранных антенн идут через сумматор. Сигнал в нижнюю ветвь сумматора проходит через дополнительный пассивный элемент - фазовращатель, после сумматора амплитуда принимаемого сигнала делится на $\sqrt{2}$ и поступает в цепь обработки сигнала.

Введем обозначения. Векторы \mathbf{A} и \mathbf{b} (для $e = 1, 2 \dots N: \mathbf{A}(e) \in [1:r], \mathbf{b}(e) \in [0:r], \mathbf{A} \cap \mathbf{b} = \emptyset$) - содержат индексы антенн, на которые сделана коммутация на приеме. Вектор $\boldsymbol{\alpha}$ - действительный вектор размерности N со значениями для каждой компоненты $e = 1, 2 \dots N$ в диапазоне: $\alpha(e) \in [0 \dots 1]$ - составлен из значений сдвига фазы, осуществляемой в каждом из N фазовращателей.

Для заданных векторов $\mathbf{A}, \mathbf{b}, \alpha$, запишем матрицу \mathbf{F} комбинирования на приеме в явном виде с помощью построчного определения. Изначально зададим равными нулю все элементы матрицы $\mathbf{F}: \mathbf{F} = \mathbf{0}_{N \times r}$. Далее:

В каждой из строк $e = 1, 2, \dots, N$ матрицы \mathbf{F} выберем одну из двух альтернатив, в зависимости от равенства нулю компоненты вектора $\mathbf{b}(e)$:

- Альтернатива 1: $\mathbf{b}(e) = 0$:

$$\mathbf{F}(e, \mathbf{A}(e)) = 1 \quad (40)$$

В этом случае переключатель для ступени комбинирования e будет находиться в верхнем положении (сигнал идет мимо сумматора).

- Альтернатива 2: $\mathbf{b}(e) > 0$:

$$\mathbf{F}(e, \mathbf{A}(e)) = \frac{1}{\sqrt{2}}, \mathbf{F}(e, \mathbf{b}(e)) = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{i2\pi\alpha(e)} \quad (41)$$

В этом случае переключатель для ступени комбинирования e будет находиться в нижнем положении.

При этом по сути предложенной функциональной схемы должно выполняться обязательное условие:

$$\mathbf{A} \cap \mathbf{b} = \emptyset \quad (42)$$

Формулы для альтернатив (40)-(41) при условии (42) определяют матрицу \mathbf{F} , которая является функцией от всех элементов набора векторов $(\mathbf{A}, \mathbf{b}, \alpha)$. В конкретном случае положений переключателей в четырех ступенях комбинирования, показанных на рисунке 12 ($\mathbf{A} = [3 \ 4 \ 7 \ 15]$, $\mathbf{b} = [16 \ 2 \ 0 \ 6]$), матрица \mathbf{F} имеет вид:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2} \cdot e^{i2\pi\alpha(1)}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2} \cdot e^{i2\pi\alpha(2)}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2} \cdot e^{i2\pi\alpha(4)}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix}$$

, и модель системы, выписанная построчно, имеет вид:

$$\mathbf{y}(1) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \left(\mathbf{f}(\mathbf{H}, 3) + e^{i2\pi\alpha(1)} \mathbf{f}(\mathbf{H}, 16) \right) \cdot \mathbf{x} + \left(\mathbf{n}(3) + e^{i2\pi\alpha(1)} \mathbf{n}(16) \right) \right\}$$

$$\mathbf{y}(2) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \left(\mathbf{f}(\mathbf{H}, 4) + e^{i2\pi\alpha(2)} \mathbf{f}(\mathbf{H}, 2) \right) \cdot \mathbf{x} + \left(\mathbf{n}(4) + e^{i2\pi\alpha(2)} \mathbf{n}(2) \right) \right\}$$

$$\mathbf{y}(3) = \mathbf{f}(\mathbf{H}, 7) \cdot \mathbf{x} + \mathbf{n}(3)$$

$$\mathbf{y}(4) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \left(\mathbf{f}(\mathbf{H}, 15) + e^{i2\pi\alpha(4)} \mathbf{f}(\mathbf{H}, 6) \right) \cdot \mathbf{x} + \left(\mathbf{n}(15) + e^{i2\pi\alpha(4)} \mathbf{n}(6) \right) \right\}$$

$$\text{Из формул (40)-(41): } \begin{cases} \mathbf{f}(\mathbf{F}, i) \cdot \mathbf{f}(\mathbf{F}, j)^H = 1, & i = j \\ \mathbf{f}(\mathbf{F}, i) \cdot \mathbf{f}(\mathbf{F}, j)^H = 0, & i \neq j \text{ (из условия (42))} \end{cases}$$

Следовательно $\mathbf{F}\mathbf{F}^H = \mathbf{I}_N$, что дает возможность использовать эффективные параметры из (3): $\mathbf{H}_{\text{эф}} = \mathbf{F}\mathbf{H}$, $\mathbf{n}_{\text{эф}} = \mathbf{F}\mathbf{n}$ и эффективную модель системы ММО: $\mathbf{y} = \mathbf{H}_{\text{эф}}\mathbf{x} + \mathbf{n}_{\text{эф}}$, для которой применима формула (4) взаимной информации в канале для случая $M = N$: $MI(SNR, \mathbf{H}_{\text{эф}}) = \log_2(\det(\mathbf{H}_{\text{эф}}^H \mathbf{H}_{\text{эф}} + \mathbf{I}_N))$.

Отметим, что функциональная схема на рисунке 12 обобщается на случай произвольных значений N, r ($r \geq 2N$).

2.2 Новый алгоритм комбинирования на приеме.

2.2.1 Задача оптимального выбора и комбинирования приемных антенн.

Алгоритм А2.1 для функциональной схемы С2.

Для значений компонент вектора $\boldsymbol{\alpha}$ введем кодовую книгу размера Δ , поделив единичный отрезок на $\Delta \gg 1$ равных частей. Множество всех возможных значений вектора $\boldsymbol{\alpha}$ обозначим символом Γ : $\Gamma = 1/\Delta \cdot [0: \Delta]^N$, где в правой части равенства находится вектор размерности N , компоненты которого независимы, и каждая компонента может принимать любое значения из набора:

$[0, 1/\Delta, 2/\Delta, \dots, (\Delta - 1)/\Delta]$. Таким образом, размерность всего множества Γ : $size(\Gamma) = \Delta^N$ (всего Δ возможных значений для каждой из N компонент).

Оптимизационная задача выбора и комбинирования приемных антенн в модели (3)-(40)-(41)-(42) с использованием критерия максимума взаимной информации в виде (4) может быть представлена в следующей форме:

$$(\mathbf{A}_{opt}, \mathbf{b}_{opt}, \boldsymbol{\alpha}_{opt}) = \underset{\substack{\{\mathbf{A}, \mathbf{b}, \boldsymbol{\alpha}\} \\ \mathbf{A} \cap \mathbf{b} = \emptyset, \\ \boldsymbol{\alpha} \in \Gamma}}{\text{argmax}} \left(MI(SNR, \hat{\mathbf{H}}_{эф}) \right), \quad (43)$$

здесь $\{\mathbf{A}, \mathbf{b}, \boldsymbol{\alpha}\}$ - означает множество всех возможных сочетаний векторов \mathbf{A} , \mathbf{b} и $\boldsymbol{\alpha}$, а ограничение $\mathbf{A} \cap \mathbf{b} = \emptyset$ - это формула (42).

Алгоритмом “А2.1” (см. Приложение 1) будем далее называть построение по правилам (40)-(41) матрицы \mathbf{F} , соответствующей векторам $\mathbf{A}_{opt}, \mathbf{b}_{opt}, \boldsymbol{\alpha}_{opt}$ из решения оптимизационной задачи (43).

Везде далее: для модели системы $N \times r \times N$ (1) выражение “метод С2+А2.1” (см. Приложение 1) будет обозначать функциональную схему комбинирования антенн С2 в сочетании с матрицей \mathbf{F} комбинирования антенн согласно алгоритму А2.1, оптимальному по критерию максимума взаимной информации (4).

Аналитическое решение задачи (43) для случая отсутствия ограничений на применяемый метод демодуляции неизвестно [26], [27].

Под вычислительной сложностью будем везде далее понимать количество операций умножения комплексных чисел. Вычислительная сложность поиска по формуле (43) равна количеству повторов вычисления детерминанта в правой части формулы (4), умноженному на количество операций, необходимых для однократного вычисления детерминанта матрицы $\hat{\mathbf{H}}_{эф}^H \hat{\mathbf{H}}_{эф} + \mathbf{I}_N$ размерности $N \times N$. Детерминант в формуле (4) должен вычисляться для каждого определенного сочетания векторов \mathbf{A} , \mathbf{b} , и $\boldsymbol{\alpha}$; количество таких сочетаний равно $size(\{\mathbf{A}, \mathbf{b}, \boldsymbol{\alpha}\})$. Количество комплексных умножений для вычисления детерминанта \mathcal{D} определяется формулой (67). Таким образом, оценка вычислительной сложность поиска решения задачи (43): $\mathcal{D} \cdot size(\{\mathbf{A}, \mathbf{b}, \boldsymbol{\alpha}\}) = \mathcal{D} \cdot r(r-1) \dots (r-N+1)/N! \cdot (r-N)(r-N-1) \dots (r-2N+1) \cdot \Delta^N \underset{\substack{r \rightarrow \infty \\ \Delta \rightarrow \infty}}{\sim} r^{2N} \Delta^N$. Выражение после знака “~” верно с точностью до умножения на число, не зависящее от r и от Δ .

2.2.2 Поиск субоптимального решения, основанный на использовании разбиения алгоритма на шаги. Алгоритм А2.2 для функциональной схемы С2.

Изменим постановку исходной задачи (43). Поставим цель уменьшить асимптотическую сложность решения задачи в новой постановке до $r^N \Delta^N$, для этого откажемся от поиска точного значения оптимума и будем искать субоптимальное решение.

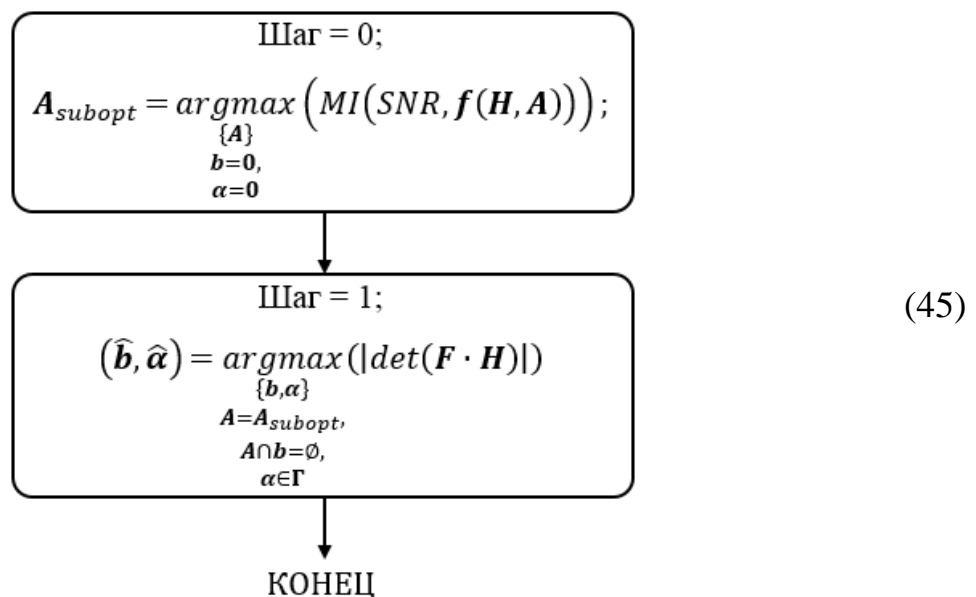
Далее в этой главе будем применять приближение, верное для случая $M = N$ в рассматриваемой нами модели (3):

$$MI(SNR, \mathbf{H}_{\text{эф}}) = \log_2(\det(\mathbf{H}_{\text{эф}}^H \mathbf{H}_{\text{эф}} + \mathbf{I}_N)) \cong 2 \cdot \log_2(|\det(\mathbf{H}_{\text{эф}})|) \quad (44)$$

Поиск субоптимального решения разобьем на шаги, поставив цель улучшать метрику (взаимную информацию в канале) последовательно на каждом шаге:

- На нулевом шаге осуществить классический выбор N из r приемных антенн только по сочетаниям $\{\mathbf{A}\}$, получить результат $\mathbf{A}_{\text{subopt}}$;
- На первом шаге, с зафиксированным вектором индексов $\mathbf{A}_{\text{subopt}}$ провести поиск векторов $\hat{\mathbf{b}}, \hat{\alpha}$ по всем возможным сочетаниям $\{\mathbf{b}, \alpha\}$.

Алгоритмом А2.2 для функциональной схемы С2 назовем построение матрицы \mathbf{F} для выбора и комбинирования приемных антенн в модели (3)-(40)-(41)-(42) по критерию максимума взаимной информации (4) и с учетом приближения (44), согласно логической схеме (45):



Логическая схема (45) дана для случая $\hat{H} = H$. Оценка количества операций комплексного умножения для поиска решения в алгоритме A2.2 (45): $D \cdot (r(r-1)(r-2) \dots ((r-N+1)))/N! + (r-N)(r-N-1) \dots (r-2N+1) \cdot \Delta^N$, $\underset{\Delta \rightarrow \infty}{r \rightarrow \infty} \sim r^N \Delta^N$, что асимптотически меньше чем $r^{2N} \Delta^N$ в поиске глобального оптимума по (43).

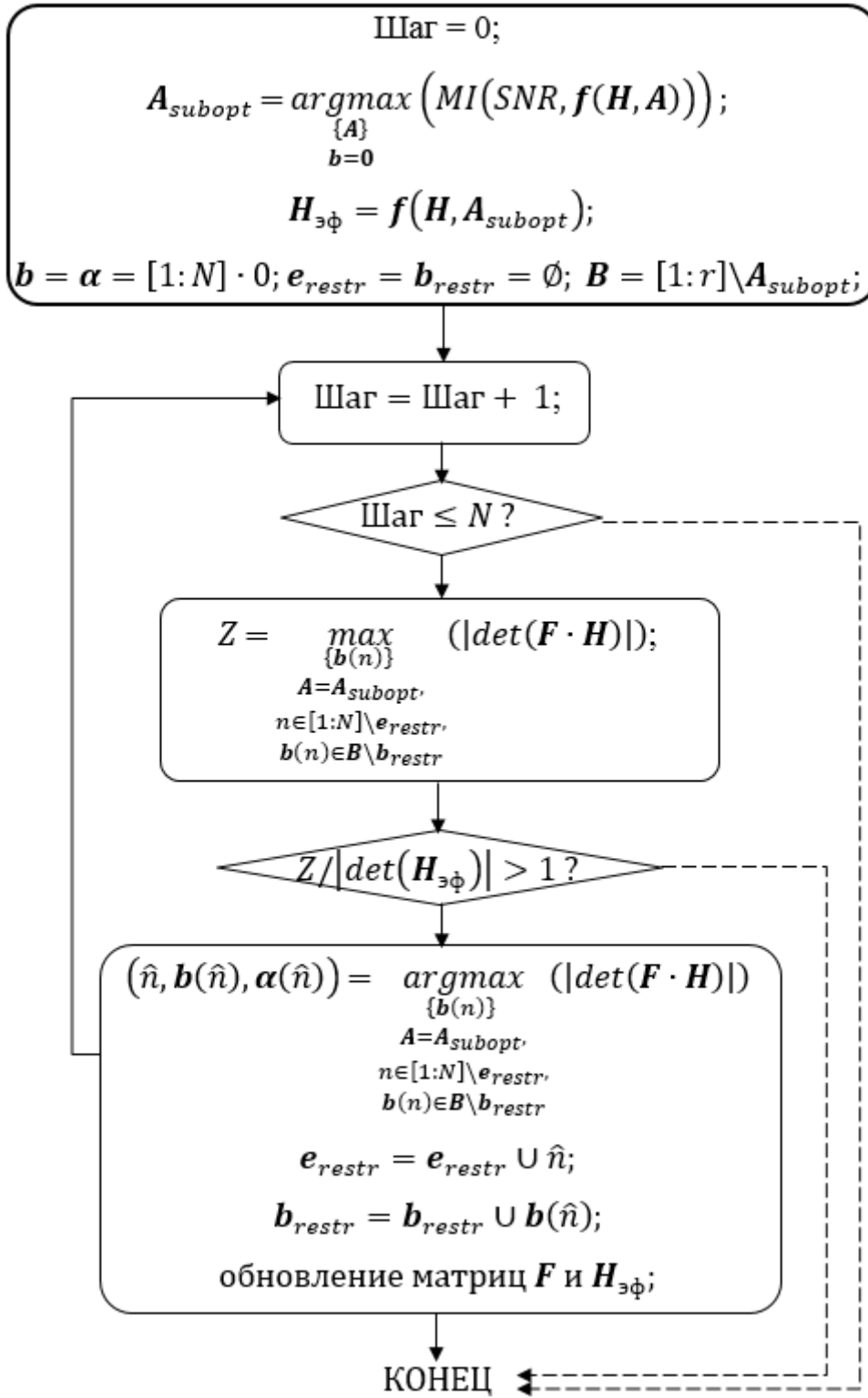
Далее для модели системы $N \times r \times N$ (1) выражение “метод C2+A2.2” будет обозначать функциональную схему комбинирования антенн C2 в сочетании с матрицей F комбинирования антенн, согласно алгоритму A2.2.

2.2.3 Поиск субоптимального решения с разбиением алгоритма на шаги и с точным нахождением компонент вектора α на каждом шаге. Алгоритм A2.3 для функциональной схемы C2.

В этом параграфе: разобьем Шаг 1 в алгоритме A2.2 (45) на N ступеней, поставив цель на каждой ступени улучшать метрику (увеличивать взаимную информацию в канале). При этом используем решение Вспомогательной задачи (Приложение 4) для расчета всех значений вектора α в явном виде, без перебора по всем Γ вариантам на каждой ступени. Эти меры позволят далее уменьшить асимптотическую сложность поиска решения с $r^N \Delta^N$ до r^N .

Алгоритмом “A2.3” (см. Приложение 1) для функциональной схемы C2 назовем новый вариант построение матрицы F для выбора и комбинирования приемных антенн в модели (3)-(40)-(41)-(42) по критерию максимума взаимной информации в виде (4) и с учетом приближения (44), согласно логической схеме (46).

Логическая схема (46) показана для случая $\hat{H} = H$. Ромбами обозначены ступени, на которых осуществляется ветвление алгоритма в зависимости от истинности выражения внутри ромба; пунктирными линиями обозначены пути в случае ложности выражения внутри ромба.



(46)

В (46) использованы обозначения:

- $\mathbf{e}_{restr} \in [1:N]$ - вектор, содержащий список номеров строк e матрицы канала $\mathbf{H}_{\text{эф}} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{H}$, для которых $\mathbf{b}(e) \neq 0$, то есть сумматор и фазовращатель в ступени комбинирования № e уже задействованы на предыдущих шагах;
- $e \in [1:N] \setminus \mathbf{e}_{restr}$ - означает выбор такого номера строки e матрицы канала $\mathbf{H}_{\text{эф}} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{H}$, что в ступени комбинирования № e : $\mathbf{b}(e) = 0$, то есть парная к $\mathbf{A}(e)$ антенна на предыдущих шагах еще не подобрана.
- $\mathbf{B} = [1:r] \setminus \mathbf{A}$ - вектор размерности $r - N$; номера строк матрицы \mathbf{H} , за исключением номеров строк из \mathbf{A} .
- \mathbf{b}_{restr} - вектор, содержащий список номеров строк матрицы \mathbf{H} , уже задействованных как парные к некоторым ступеням комбинирования.
- $\mathbf{b}(n) \in \mathbf{B} \setminus \mathbf{b}_{restr}$ - означает выбор такого номера строки матрицы \mathbf{H} из набора номеров строк \mathbf{B} , что для ступени комбинирования № e антенна $\mathbf{b}(n)$ еще не задействована как парная к $\mathbf{A}(n)$.

Иными словами, ограничения в функции поиска максимума на Шагах, начиная с первого, в алгоритме А2.3 (46) означают, что последовательный выбор очередной пары приемных антенн для комбинирования для каждой цепи обработки сигнала осуществляется на каждом следующем Шаге от 1 до N лишь из набора приемных антенн, еще не выбранных для использования в функциональной схеме приема на предыдущих Шагах.

В Приложении 5 приведено полное описание реализации алгоритма А2.3.

В А2.3 на Шагах $1 \dots N$ в функциях поиска максимума отсутствует перебор по всем Δ вариантам возможных значений компоненты $\alpha(\hat{n})$. На каждом Шаге очередная компонента $\alpha(\hat{n})$ с непрерывной областью значений $[0 \dots 1]$ вычисляется по формуле (71) точно.

Оценка асимптотической сложности $\sim_{r \rightarrow \infty} r^N$ поиска решения в соответствии с алгоритмом А2.3 дана в формуле (74) в Приложении 5. Обратим внимание, что асимптотический размер множества поиска определяется лишь стадией выбора N из r строк матрицы \mathbf{H} классическим алгоритмом выбора антенн А1.2.

В таблице 3 приведены результаты расчета асимптотической вычислительной сложности разных вариантов процедуры поиска решения исходной оптимизационной задачи (43), рассмотренных в параграфах 2.2.2 и 2.2.3.

Таблица 3. Асимптотическая вычислительная сложность алгоритмов

Вариант алгоритма решения исходной оптимизационной задачи (43)	Асимптотическая сложность при $r \rightarrow \infty$ и $\Delta \rightarrow \infty$
A2.1: поиск точного оптимума, прямой перебор вариантов	$\sim r^{2N} \Delta^N$
A2.2: поиск субоптимального решения, алгоритм (45)	$\sim r^N \Delta^N$
A2.3: поиск субоптимального решения, алгоритм (46) и Приложение 5	$\sim r^N$

2.3 Результаты моделирования

Условия моделирования: вычислительные эксперименты проводились для системы SU MIMO SM 16QAM и 64QAM при $M = N = 4$. Для исследования нового метода C2+A2.3 использовалась эффективная модель системы (3)-(40)-(41)-(42).

Для каждого значения SNR делалось 20000 экспериментов (см. пояснение в Приложении 2), в каждом из которых генерировались случайные реализации всех членов уравнения модели системы, в частности матриц канала \mathbf{H} с рэлеевскими замираниями. Анализ помехоустойчивости системы в сочетании с новым методом “C2+A2.3” (см. Приложение 1) проводился с матрицей $\hat{\mathbf{H}}_{эф}$ из (72).

Рассматривался только случай $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}$ для значения коэффициента из формулы (5) $K = 0$.

Для модуляции 16QAM демодуляция проводилась по критерию максимального правдоподобия (23), для модуляции 64QAM применялась демодуляция на сфере “K-best” [79]. Канальное кодирование не применялось.

Отметим, что характеристики помехоустойчивости системы с функциональной схемой C2 и алгоритмами A2.2 либо A2.3 в пределе при $\Delta \rightarrow \infty$ идентичны; поэтому моделирование проводилось только для метода C2+A2.3.

Алгоритм А2.1 приведен в главе 2 для полноты и последовательности изложения; для него моделирование не проводилось по причине слишком большого размера множества элементов для прямого перебора.

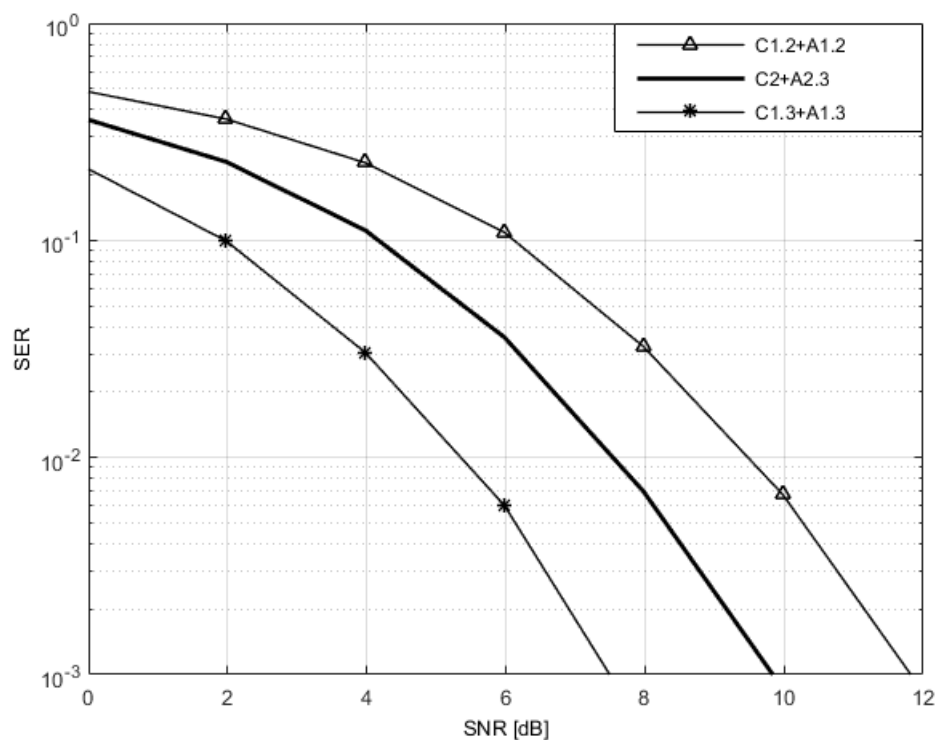


Рисунок 13. Характеристики помехоустойчивости для нового метода C2+A2.3 в сравнении с известными для системы $4 \times 16 \times 4$ 16QAM

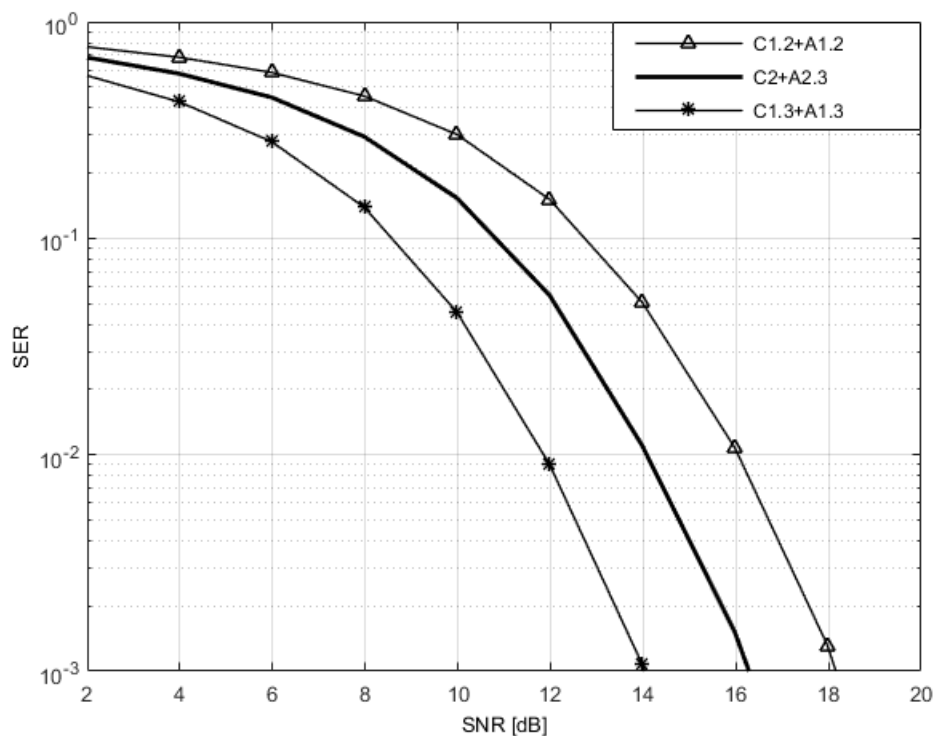


Рисунок 14. Характеристики помехоустойчивости для нового метода C2+A2.3 в сравнении с известными для системы $4 \times 16 \times 4$ 64QAM

На вертикальной оси каждого графика обозначен SE_R , коэффициент ошибок на символ, на горизонтальной - SNR , уровень отношения сигнал/шум в расчете на одну передающую антенну.

Из графиков на рисунке 13 и рисунке 14 видно, что применение предложенного метода C2+A2.3 на уровне $SE_R = 10^{-2}$ дает выигрыш приблизительно в 2 дБ по сравнению с методом с выбором антенн C1.2+A1.2, описанным в параграфе 1.2.2, и проигрывает около 2 дБ известному методу C1.3+A1.3, описанному в параграфе 1.2.3. Выигрыш обусловлен применением схемы додетекторного комбинирования C2, которая путем попарного взвешенного сложения сигналов с разных приемных антенн дает выигрыш в отношении сигнал/шум на входе каждой цепи обработки сигнала.

Таблица 4. Сравнительная сложность реализации функциональных схем линейного комбинирования и итоговая помехоустойчивость

Вариант функциональной схемы	Кол-во усилителей	Кол-во фазовращателей	Кол-во входов+выходов в разветвителях и сумматорах	Асимптотика кол-ва входов+выходов в разветвителях и сумматорах	Помехоустойчивость системы $4 \times 16 \times 4$ 64QAM для различных методов на уровне $SE_R = 10^{-2}$
C1.1	N^2	N^2	$rN + 2r + 1$	$\underset{N \rightarrow \infty}{\sim} N^2$	C1.1+A1.1: +5,2 дБ
C1.3	0	N^2	$rN + 2r + 1$	$\underset{N \rightarrow \infty}{\sim} N^2$	C1.3+A1.3: +4,2 дБ
C2	0	N	$4N$	$\underset{N \rightarrow \infty}{\sim} N$	C2+A2.3: +2 дБ
C1.2	0	0	0	0	C1.2+A1.2: 0 (база сравнения)

В таблице 4 знак “ $\underset{N \rightarrow \infty}{\sim}$ ” означает равенство в пределе с фиксированным целым коэффициентом пропорциональности. В этих обозначениях: $r \underset{N \rightarrow \infty}{\sim} N$.

Рассмотрим случай наличия ограничения на аппаратную сложность функциональной схемы, в частности на количество входов+выходов в разветвителях и сумматорах либо на асимптотику этого количества - не выше $\sim_{N \rightarrow \infty} N$. В этом случае предложенный новый метод C2+A2.3 является предпочтительным по помехоустойчивости по сравнению с известным методом C1.2+A1.2 с функциональной схемой сравнимой сложности - см. таблица 4. При этом, согласно таблице 3, для алгоритмов A2.3 и A1.2, работающих с функциональными схемами, удовлетворяющими поставленному ограничению на аппаратную сложность, асимптотическая вычислительная сложность совпадает ($\sim r^N$).

Таким образом, предложенный метод C2+A2.3 составляет возможную альтернативу существующим методам додетекторного комбинирования антенн на приеме.

2.4 Выводы

1) Предложена новая функциональная схема комбинирования на приеме C2 с ограниченной аппаратной сложностью: без усилителей мощности, без разветвителей, количество входов+выходов в сумматорах в пределе $\sim_{N \rightarrow \infty} N$. Разработан алгоритм A2.3 вычисления параметров C2 с асимптотической при $r \rightarrow \infty$ вычислительной сложностью такой же, как для известного алгоритма простого выбора A1.2.

4) Выигрыш в помехоустойчивости для режима SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ C2+A2.3 на уровне $SE_R = 10^{-2}$ составил 1,9 дБ для модуляции 16QAM и 2 дБ для модуляции 64QAM по сравнению с режимом SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ C1.2+A1.2 (с простым выбором антенн на приеме).

3 Новый алгоритм предсказания характеристик канала MIMO и выбор антенн на приеме

В данной главе предлагается новый алгоритм предсказания параметров радиоканала SU MIMO SM при движении приемной линейной антенной решетки с высокой скоростью, позволяющий снять требование кругового считывания пилотной информации при выборе антенн на приеме и за счет этого эффективно применить выбор антенн на приеме в условиях существенно нестационарного радиоканала [108]. Дополнительно разработан новый алгоритм обработки пилотной информации, который позволяет определить границу достижимой помехоустойчивости системы SU MIMO SM от применения выбора антенн на приеме совместно с известными методами предсказания канала при соблюдении требования повторения кругов считывания пилотной информации [110].

3.1 Новый алгоритм ПЗ предсказания характеристик канала. Алгоритм А3.1 выбора антенн для функциональной схемы С1.2.

Будем рассматривать систему SU MIMO SM $N \times r \times N$, $r = PN$ ($P = 2, 3, \dots$), для которой при фиксированных N и r возможно достичь максимальных теоретически возможных значений емкости канала в расчете на одну передающую антенну [13-20].

Рассмотрим на приемной стороне функциональную схему с простым выбором антенн С1.2, описанную в параграфе 1.2.2. Эффективная модель системы описывается формулой (19).

Матрица \hat{H} используется для подстановки в модифицированный для $M = N$ критерий (21):

$$\mathbf{d} = \underset{s(e) \in [1:r], e=1,2,\dots,N}{\operatorname{argmax}} \left(MI \left(SNR, f(\hat{H}, \mathbf{s}) \right) \right) \quad (47)$$

Зафиксируем процент опорных ресурсных элементов и описанную в параграфе 1.3 структуру их расположения на ресурсной плоскости (рисунок 1).

Расстояние между соседними элементами в регулярной линейной антенной решетке примем равным $\lambda/2$ - согласно общепринятой практике на основе рекомендаций [70] [71]. В диапазоне 2ГГц $\lambda/2 = 7,5$ см, и напомним, что в параграфе 1.3 мы обозначили длительность одного символьного интервала через $T_s = 1/14$ мс.

Введем дополнительные обозначения:

\mathbf{v} - вектор скорости движения приемной линейной антенной решетки.

\mathbf{v}_{est} - оценка вектора скорости движения приемника.

$\delta\mathbf{v} = \mathbf{v} - \mathbf{v}_{est}$ - ошибка оценки вектора скорости (эта величина неизвестна приемнику, с позиции которого $\delta\mathbf{v} = \mathbf{0}$).

Решим задачу получения предсказания матрицы канала $\hat{\mathbf{H}}$ при больших скоростях движения приемника для ее применения совместно с новым алгоритмом выбора антенн.

Условимся о нумерации антенн в линейной решетке по порядку, начиная от A_1 - первой антенны по направлению движения. Если на прямолинейном участке движения линейной антенной решетки обеспечить ориентацию оси вдоль линии расположения антенн решетки строго параллельно вектору скорости, то для предсказания характеристик канала на всех антеннах A_2, A_3, \dots, A_{PN} кроме первой возможно будет использовать факт поочередного во времени прохождения этими антеннами точки в пространстве, в которой находилась антенна A_1 .

Дополнительно предположим, что характеристики радиоканала определяются только координатами точки расположения антенны. Такое предположение является распространенным в научной литературе; например, оно делается в явном виде либо подразумевается неявно в случаях разложения радиоканала на пространственные компоненты по методике, описанной в параграфе 1.3.1. С учетом дополнительного предположения становится возможным использовать измерения параметров канала в некоторой точке пространства для оценки параметров канала в той же точке для любой антенны, проходящей в более

поздний момент времени через эту точку [108]. В этом состоит принцип предлагаемого нового алгоритма предсказания параметров канала.

Плоскость, параллельную плоскости земли, в которой лежат все возможные траектории движения антенн решетки, будем далее везде называть Рабочей плоскостью.

Введем два параметра: $f = \lambda/2/(|\mathbf{v}_{est}| \cdot T_s)$; $n = \text{roundup}(f)$. При $|\delta\mathbf{v}| \ll |\mathbf{v}|$: в момент времени $t + fT_s$ антенны с номерами $2, \dots, PN$ займут приблизительно те позиции в пространстве, которые занимали антенны с номерами $1, \dots, PN - 1$ в момент времени t . Это проиллюстрировано на рисунке 15 (вид сверху на Рабочую плоскость): нижняя горизонтальная линия обозначает линию ориентации линейной антенной решетки и, одновременно, прогноз направления движения решетки, полученный на приемной стороне. Позиции антенн A_1, A_2, A_3, \dots при $t = 0$ указаны жирными кружками, с идентичным расстоянием $\lambda/2$ между соседними антеннами.

Тонкие сплошные линии образуют косую решетку, натянутую на направления прогнозируемого вектора скорости движения $fT_s \cdot \mathbf{v}_{est}$ (все горизонтальные сплошные) и вектора расстройки $fT_s \cdot \delta\mathbf{v}$ (все наклонные сплошные). Де-факто движение антенн в плоскости рисунка происходит по штрихпунктирным линиям, сонаправленным с вектором фактической скорости \mathbf{v} .

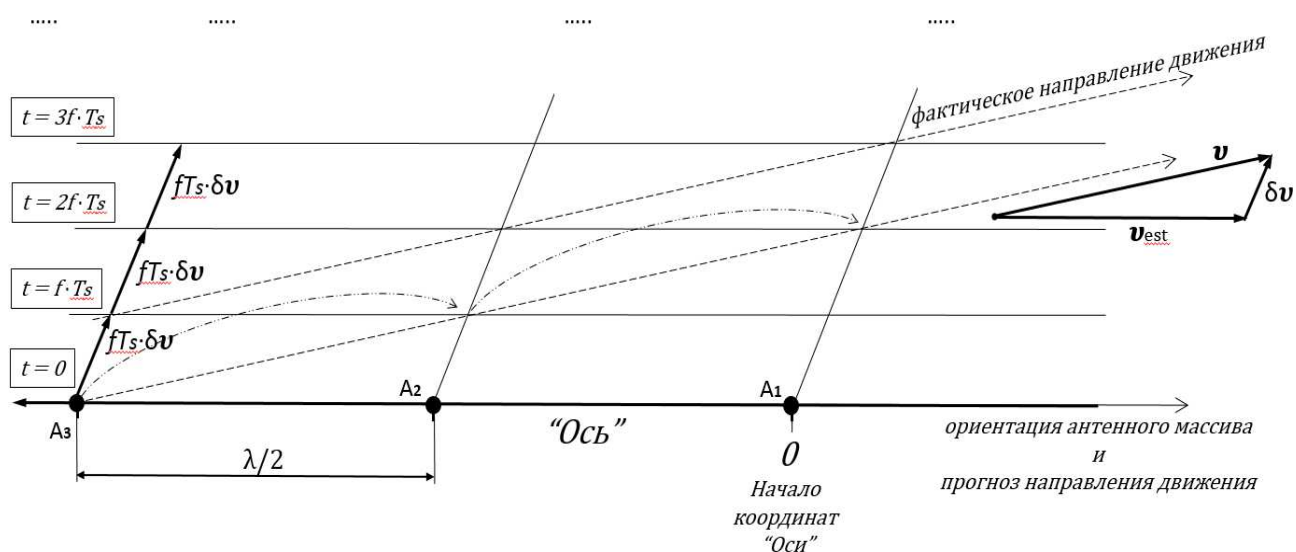


Рисунок 15. Геометрия движения антенной решетки на Рабочей плоскости.

Сформулируем строго необходимые условия **У1** и **У2**, которым должна удовлетворять система для применимости нового алгоритма предсказания параметров канала:

У1: Рассматриваем только прямолинейные участки движения приемника, где ось вдоль линии расположения антенн решетки ориентирована параллельно плоскости земли, плоскость земли идеальна, и антенная решетка переносится параллельно плоскости земли со скоростью \mathbf{v} без ускорения. На прямых отрезках траектории движения на приемной стороне имеется возможность за нулевое время механическим путем ориентировать продольную ось линейной приемной решетки вдоль направления оценки вектора скорости движения $\mathbf{e}_L = \mathbf{v}_{est}/|\mathbf{v}_{est}|$.

У2: Значение характеристик поля зависит только от точки проведения замера в Рабочей плоскости [2]. Если две антенны линейной решетки прошли в разные моменты времени через одну точку Рабочей плоскости и произвели замер поля, то замеры с этих двух разных антенн совпадут с точностью до множителя - комплексной экспоненты.

Условие **У2** дает нам возможность к каждой точке на Рабочей плоскости, определяемой радиус-вектором \mathbf{r} относительно неподвижного начала отсчета (на земле), привязать комплексный вектор-строку характеристик канала $\mathfrak{h}(\mathbf{r})$ размерности N . Если позиции антенн A_1, A_2, \dots, A_{PN} в данный момент времени определяются радиус-векторами $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_{PN}$, то матрица канала \mathbf{H} в этот момент времени представляет из себя PN строк $\mathfrak{h}(\mathbf{r}_e)$, выписанных друг под другом вертикально: $\mathbf{f}(\mathbf{H}, e) = \mathfrak{h}(\mathbf{r}_e), e = 1, 2, \dots, PN$.

Поясним происхождение упомянутого в формулировке **У2** множителя - комплексной экспоненты. Представим, что при $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}$ матрица оценки канала $\hat{\mathbf{H}}$ формируется из строк, измерения в которых были произведены в точках $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_{PN}$ - в разные моменты времени: t_1, t_2, \dots, t_{PN} :

$$\mathbf{f}(\hat{\mathbf{H}}, e) = e^{-i \cdot 2\pi c \cdot t_e / \lambda} \cdot \mathfrak{h}(\mathbf{r}_e), e = 1, 2, \dots, PN$$

Результирующая матрица $\hat{\mathbf{H}}$ будет влиять на определение вектора \mathbf{d} в формуле (47) только через функцию $MI(SNR, \hat{\mathbf{H}})$, при этом значение функции MI

не изменится при умножении любого множества строк матрицы $\hat{\mathbf{H}}$ на разные числа вида $e^{i\varphi}$.

На основе ограниченных данных, которыми располагает приемник, $\delta\mathbf{v} = \mathbf{0}$. Это значит, что приемная сторона опирается на гипотезу о том, что траектории всех антенн линейной решетки лежат на одной прямой, совпадающей с осью решетки. Ось решетки с подвижным началом отсчета 0, связанным с текущим положением антенны A_1 , и с положительным направлением, определенным ортом $(-\mathbf{e}_L)$, будем называть далее просто Осью; Ось изображена горизонтальной жирной линией внизу на рисунке 15. Отложим на Оси в направлении $(-\mathbf{e}_L)$ начиная от нуля отрезки равной длины $|\mathbf{v}_{est}| \cdot T_s$, и пронумеруем их последовательно в порядке удаления от 0. Нам достаточно взять последовательность отрезков с номерами в пределах от 1 до $\omega = \text{roundup}((PN - 1) \cdot \lambda/2/(|\mathbf{v}_{est}| \cdot T_s)) + 1$, так как эта совокупность отрезков покрывает текущие позиции всех антенн от A_1 до A_{PN} .

На основе данных, которыми располагает приемник, координаты на Оси всех антенн решетки A_2, A_3, \dots относительно A_1 фиксированы. Вектор " \mathbf{o} ", содержащий последовательные номера отрезков, к которым принадлежат координаты антенн A_1, A_2, \dots, A_{PN} на Оси, записывается следующим образом:

$$\mathbf{o} = \text{roundup}((e - 1) \cdot \lambda/2/(|\mathbf{v}_{est}| \cdot T_s)) + 1, e = 1, 2, \dots, PN. \quad (48)$$

В этой нумерации предполагается, что начало координат 0 Оси принадлежит отрезку №1 $(-\mathbf{e}_L \cdot |\mathbf{v}_{est}| \cdot T_s; 0]$.

Составим матрицу $\dot{\mathbf{H}}$ размерности $\omega \times 4$, где в любой k -й строке из $k \in [1: \omega]$ стоит сохраненный в базе данных на приемной стороне результат последнего по времени замера вектора характеристик канала размерности 4, соответствующего позиции приемной антенны $-\mathbf{e}_L \cdot |\mathbf{v}_{est}| \cdot (k - 1) \cdot T_s$ на Оси.

Полное описание методики статистического моделирования, основанной на взаимодействии нового алгоритма предсказания параметров канала и нового алгоритма выбора антенн с выбором N из PN антенн на приеме, приведено в Приложении 6. На рисунке 16 в виде логической схемы показан принцип этого взаимодействия для случая $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}$. Ромбами обозначены ступени, на которых

осуществляется ветвление хода процесса моделирования в зависимости от истинности выражения внутри ромба; пунктирными линиями обозначены пути в случае ложности выражения внутри ромба.



Рисунок 16. Логическая схема для нового метода C1.2+A3.1+ПЗ
(см. Приложение 1)

При приращении на 1 переменной внешнего цикла логической схемы *packet* (рисунок 16, Приложение б), то есть в начале каждого нового пакета (“slot”-а) из 7 символов, на приемной стороне должно быть найдено предсказание для оценки матрицы \hat{H} на основе предыдущих сохраненных данных \dot{H} , и далее должен быть

определен вектор коммутации \mathbf{d} для нового пакета. Лучшей оценкой матрицы канала для символов от 1 до 7 в новом пакете будем считать оценку для символа в середине пакета - символа №4. Тогда для всех антенн, кроме первой, оценку канала получим, просто считав из памяти системы на приемной стороне значения строк матрицы $\hat{\mathbf{H}}$, соответствующие прогнозируемой позиции каждой из антенн на Оси:

$$f(\hat{\mathbf{H}}, [2:PN]) = f(\ddot{\mathbf{H}}, \mathbf{o}(2:PN) - 4) \quad (49)$$

Что касается первой антенны, то предсказание по ней для символа №4 может проводиться любыми известными методами экстраполяции. Возьмем наиболее простой метод предсказания - экстраполяцию нулевого порядка [41], [47]:

$$f(\hat{\mathbf{H}}, 1) = f(\ddot{\mathbf{H}}, 1) \quad (50)$$

Точность такой оценки для первой антенны A_1 будет тем хуже, чем выше скорость движения приемника.

Введем дополнительное ограничение в правило выбора антенн: антенна A_1 должна быть включена в набор антенн для коммутации в каждом пакете, то есть потребуем $1 \in \mathbf{d}$ - всегда, и из набора $A_2 \dots A_{PN}$ будем искать $(N - 1)$ антенн, которые в сочетании с A_1 дадут наилучший вектор коммутации. Итак, поиск глобального оптимума в формуле (47) мы заменяем на поиск локального оптимума по формуле:

$$\mathbf{d} = \underset{\substack{s(e) \in [1:r], e=1,2,\dots,N; \\ 1 \in \mathbf{s}}}{argmax} \left(MI(SNR, f(\hat{\mathbf{H}}, \mathbf{s})) \right) \quad (51)$$

Алгоритмом “А3.1” будем далее называть правило () построения матрицы \mathbf{F} , соответствующей вектору \mathbf{d} из формулы (51).

При приращении на 1 переменной внутреннего цикла *ymb* (рисунок 16, Приложение б): время наращивается на величину T_s , обновляются координаты в Рабочей плоскости всех PN антенн $\rho_e, e = 1, 2, \dots, PN$, и определяются новые значения всех PN строк \mathbf{H} . Найденная матрица \mathbf{H} действительна для одной реализации вектора \mathbf{x} в текущем символьном интервале. Найденный во внешнем цикле вектор коммутации \mathbf{d} определяет номера антенн решетки, на которых во всех

7 символьных интервалах в течение пакетного интервала производится работа с данными и происходит обработка пилотной информации.

Во внутреннем цикле логической схемы все строки матрицы $\dot{\mathbf{H}}$ сдвигаются вниз на 1:

$$f(\dot{\mathbf{H}}, [2: \omega]) = f(\dot{\mathbf{H}}, [1: (\omega - 1)]), \quad (52)$$

и используется возможность обновить информацию в N строках матрицы $\dot{\mathbf{H}}$:

$$f(\dot{\mathbf{H}}, \mathbf{o}(\mathbf{d})) = f(\mathbf{H}, \mathbf{d}) \quad (53)$$

Алгоритмом предсказания характеристик канала “ПЗ” (см. Приложение 1) будем далее называть совокупность равенств (49), (50) при условии обновления значений в матрице $\dot{\mathbf{H}}$, согласно равенствам (52), (53).

Везде далее: для модели системы (19) - частного случая модели системы $M \times r \times N$ (1), выражение “метод С1.2+А3.1+ПЗ” (см. Приложение 1) будет обозначать функциональную схему С1.2 в сочетании с алгоритмом А3.1 выбора антенн при условии применения алгоритма предсказания характеристик канала ПЗ.

Нетрудно убедиться, что правило $1 \in \mathbf{d}$ в формуле (51), в сочетании с операциями (52), (53) во внутреннем цикле, обеспечит существование ненулевой оценки элементов в каждой из ω строк матрицы $\dot{\mathbf{H}}$ (на каждом из Θ отрезков Оси) на все дальнейшее время работы процедуры (Приложение 6) по истечении периода инициализации длительности не более $7n \cdot T_s$.

Особо отметим, что формула (53) означает выполняемую по ходу работы алгоритма операцию копирования элементов из выбранных строк матрицы \mathbf{H} и их вставки в соответствующие строки матрицы $\dot{\mathbf{H}}$. Реализация формулы предполагает наличие заданного поля значений вектора характеристик канала $\mathbf{h}(\mathbf{r})$ размерности N в каждой точке \mathbf{r} на Рабочей плоскости. Предположим, заданы радиус-векторы $\boldsymbol{\rho}_e$ всех PN приемных антенн на Рабочей плоскости, пронумерованных по порядку:

$$\boldsymbol{\rho}_e = \boldsymbol{\rho}_0 + \mathbf{e}_L \cdot \lambda/2 \cdot (e - 1), \quad e = 1, 2, \dots, PN.$$

Матрица канала составлена из PN строк:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \ln(\rho_1) \\ \ln(\rho_2) \\ \vdots \\ \ln(\rho_{PN}) \end{bmatrix} \quad (54)$$

Модель канала, необходимая для проверки предложенного нами алгоритма и сравнения его с другими алгоритмами, должна удовлетворять условию **У2**: вектор-строка характеристик канала $\ln(\mathbf{r})$ должна полностью определяться радиус-вектором \mathbf{r} , указывающим на точку в Рабочей плоскости. Это учтено в полной версии алгоритма (Приложение 6).

Важным параметром предсказания в предложенном алгоритме ПЗ является уровень относительной ошибки оценки вектора скорости $|\delta\mathbf{v}|/|\mathbf{v}_{est}|$. В моделировании в параграфе 3.3 мы будем рассматривать как типовые два значения параметра $|\delta\mathbf{v}|/|\mathbf{v}_{est}|$, равные 0,1 и 0,01. С известными методиками оценивания вектора скорости с достижением уровня относительной ошибки оценки $|\delta\mathbf{v}|/|\mathbf{v}_{est}| \leq 0,01$ можно ознакомиться в [92]-[98].

3.2 Алгоритм А3.2 вычисления границы помехоустойчивости для функциональной схемы С1.2 в сочетании с известными методами П предсказания характеристик существенно нестационарного канала.

Как отмечено во Введении, для применения режима SU MIMO SM с выбором антенн на приеме в условиях с существенно нестационарными характеристиками радиоканала требуется знание параметров радиоканала, предсказанных как минимум на непосредственно следующий интервал времени (в LTE - на интервал в 0,5 миллисекунд) для каждой приемной антенны.

Рассмотрим систему SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ с функциональной схемой С1.2 (см. Приложение 1) с простым выбором 4 из 8 антенн на приеме. Объединим смежные интервалы длительности $\Delta t_{pilot} = 0,5$ мс в “сдвоенные блоки” по два. Векторы размерности 4 с номерами антенн линейной решетки, задействованных для приема данных в течение последовательных интервалов 1 и 2 в одном сдвоенном блоке, обозначим соответственно \mathbf{d}_1 и \mathbf{d}_2 (с соответствующей моделью

канала (19) при $\mathbf{d} = \mathbf{d}_1, \mathbf{d} = \mathbf{d}_2$), притом вектор коммутации \mathbf{d}_1 одинаков для всех 7 символов в интервале 1, и аналогично \mathbf{d}_2 постоянен для всех 7 символов в интервале 2.

Необходимо обеспечить: $\mathbf{d}_1 \cup \mathbf{d}_2 = [1:8]$, то есть организовать поочередную коммутацию антенн так, чтобы в условиях быстро меняющегося нестационарного канала для каждой антенны в каждом сдвоенном блоке был гарантирован минимально один факт измерения канала. Продемонстрируем, что наложенное условие $\mathbf{d}_1 \cup \mathbf{d}_2$ ограничит выигрыш от применения выбора антенн на приеме по сравнению с выбором без условий.

Обозначим \mathbf{d}_1^0 - расчетный вектор, который в случае $\mathbf{d}_1 = \mathbf{d}_1^0$ обеспечил бы оптимальность по критерию максимума взаимной информации в канале SU MIMO SM для первого временного интервала. Аналогично, обозначим \mathbf{d}_2^0 – оптимальный вектор для второго временного интервала 0,5 мс. Выбор векторов \mathbf{d}_1^0 и \mathbf{d}_2^0 , доставляющих максимум взаимной информации в канале SU MIMO SM, делается отдельно для каждого из двух интервалов времени 0,5 мс и не подвергается никаким ограничениям на оба вектора. Следовательно, при наложенном дополнительном условии $\mathbf{d}_1 \cap \mathbf{d}_2 = \emptyset$: если для достижения максимума взаимной информации в канале SU MIMO SM в первые 0,5 мс положить $\mathbf{d}_1 = \mathbf{d}_1^0$, то в общем случае $\mathbf{d}_2 = [1:8] \setminus \mathbf{d}_1 \neq \mathbf{d}_2^0$ - что означает, что в следующие 0,5 мс максимум взаимной информации в канале SU MIMO SM не достигается, и в результате в целом за 1 мс при $(\mathbf{d}_1 = \mathbf{d}_1^0, \mathbf{d}_2 \neq \mathbf{d}_2^0)$ получается уменьшение выигрыша по сравнению с оптимальным выбором $(\mathbf{d}_1 = \mathbf{d}_1^0, \mathbf{d}_2 = \mathbf{d}_2^0)$. Идентичное рассуждение повторяется для случая $(\mathbf{d}_2 = \mathbf{d}_2^0, \mathbf{d}_1 \neq \mathbf{d}_1^0)$.

Случай, когда на каком-то интервале 1 мс найденные векторы \mathbf{d}_1^0 и \mathbf{d}_2^0 оказываются удовлетворяющими условию $\mathbf{d}_1^0 \cap \mathbf{d}_2^0 = \emptyset$, теоретически нельзя исключить; при таком совпадении на данном интервале 1 мс потери выигрыша не произойдет; однако если наблюдать длинную временную последовательность в сотни миллисекунд, то в общем случае, очевидно, нет оснований полагаться на

совпадения $\mathbf{d}_1^0 \cap \mathbf{d}_2^0 = \emptyset$ в каждом из сотен интервалов, и в среднем по времени наблюдения потеря выигрыша будет иметь место.

Итак, необходимо обеспечить: $\mathbf{d}_1 \cup \mathbf{d}_2 = [1:8]$, то есть организовать поочередную коммутацию антенн так, чтобы в условиях быстро меняющегося нестационарного канала для каждой антенны в каждом сдвоенном блоке был гарантирован минимально один факт измерения канала.

Для соблюдения правила $\mathbf{d}_1 \cup \mathbf{d}_2 = [1:8]$, векторы коммутации антенн \mathbf{d}_1 и \mathbf{d}_2 , используемые в текущем сдвоенном блоке, должны быть рассчитаны заранее непосредственно до начала следующего сдвоенного блока, самое позднее - в конце текущего сдвоенного блока. Это означает, что нужно обеспечить предсказание характеристик радиоканала любым известным алгоритмом предсказания на всех 8 антеннах приемной решетки на глубину периода сдвоенного блока длительности $2\Delta t_{pilot} = 14T_s = 1$ мс.

Взяв за начало отсчета времени дискретный отсчет t , соответствующий окончанию текущего сдвоенного блока, матрицу канала в будущий отсчет времени $(t + 4) \cdot T_s$ в середине первого интервала обозначим $\mathbf{H}_{(t+4) \cdot T_s}$, а в отсчет времени в середине второго интервала $\mathbf{H}_{(t+11) \cdot T_s}$.

Введем в рассмотрение две связанные матрицы \mathbf{S}_1 и \mathbf{S}_2 - размерности 70×4 каждая. Матрица \mathbf{S}_1 содержит в каждой строке одно из возможных сочетаний 4 разных чисел из $[1:8]$ без различия в порядке их следования; всего таких сочетаний $8! / (4! \cdot 4!) = 70$, поэтому количество строк в матрицах \mathbf{S}_1 и \mathbf{S}_2 равно 70. Для всех $k = 1, \dots, 70$: в каждой k -й строке матрицы \mathbf{S}_2 содержится набор четырех чисел, составляющих дополнение к числам в k -й строке матрицы из \mathbf{S}_1 до $[1:8]$. В формальной записи: $\mathbf{f}(\mathbf{S}_2, k) = [1:8] \setminus \mathbf{f}(\mathbf{S}_1, k)$ и следовательно $\mathbf{f}(\mathbf{S}_1, k) \cup \mathbf{f}(\mathbf{S}_2, k) = [1:8]$ для $k = 1, \dots, 70$.

Организуем поиск пары векторов \mathbf{d}_1 и \mathbf{d}_2 таким образом, что существование решения будет обеспечено. Логическая схема процедуры поиска \mathbf{d}_1 и \mathbf{d}_2 показана на рисунке 17.

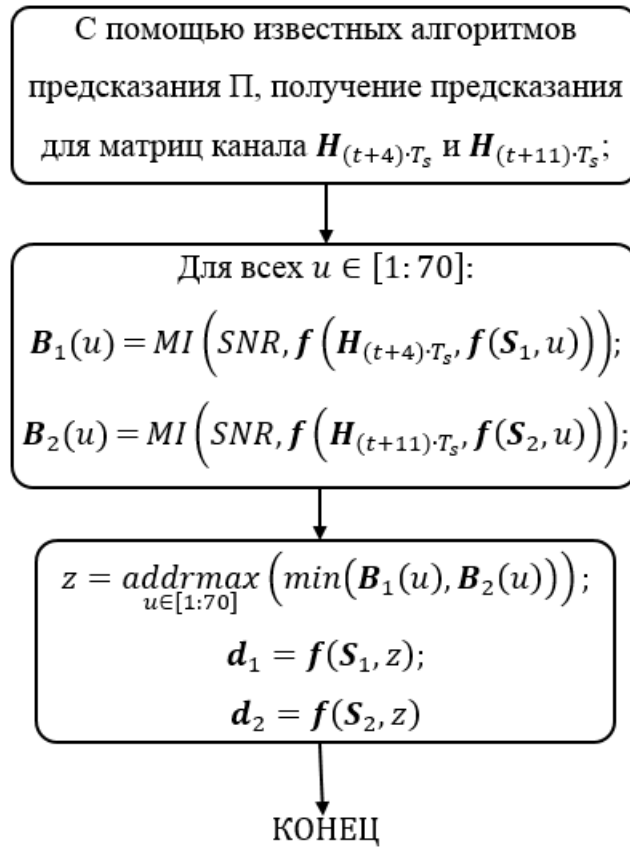


Рисунок 17. Логическая схема процедуры поиска векторов \mathbf{d}_1 и \mathbf{d}_2 для алгоритма А3.2

На рисунке 17 две матрицы канала $\mathbf{H}_{(t+4) \cdot T_s}$ и $\mathbf{H}_{(t+11) \cdot T_s}$ предполагаются известными без погрешности. Это допущение позволит исключить из рассмотрения влияние погрешности предсказания характеристик канала известными методами, описанными в параграфах 1.3.1 и 1.3.2, на выбор векторов \mathbf{d}_1 и \mathbf{d}_2 и на конечный результат - помехоустойчивость режима. Таким образом мы изучим влияние изолированного фактора поочередной коммутации антенн с векторами \mathbf{d}_1 и \mathbf{d}_2 в последовательные промежутки времени 0,5 мс на результирующую помехоустойчивость.

Далее на рисунке 17 определяются две строки \mathbf{B}_1 и \mathbf{B}_2 . Поочередно для всех $u \in [1:70]$:

$$\mathbf{B}_1(u) = MI(SNR, f(\mathbf{H}_{(t+4) \cdot T_s}, f(\mathbf{S}_1, u)));$$

$$\mathbf{B}_2(u) = MI(SNR, f(\mathbf{H}_{(t+11) \cdot T_s}, f(\mathbf{S}_2, u)));$$

На последней стадии на рисунке 17 функция $addrmax$ определяет номер строки, для которой значение выражения в скобках максимально:

$$z = \underset{u \in [1:70]}{addrmax}(\min(\mathbf{B}_1(u), \mathbf{B}_2(u))); \quad (55)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{d}_1 &= \mathbf{f}(\mathbf{S}_1, z); \\ \mathbf{d}_2 &= \mathbf{f}(\mathbf{S}_2, z). \end{aligned} \quad (56)$$

Из процедуры на рисунке 17 следует гарантированное существования хотя бы одного решения, так как минимальное число в строке из двух действительных чисел, и максимальное число в столбце из 70 действительных чисел - найдутся всегда.

Алгоритмом “А3.2” (см. Приложение 1) будем далее называть построение по правилу () двух разных матриц \mathbf{F} , соответствующих векторам \mathbf{d}_1 и \mathbf{d}_2 из формулы (56), для их применения к выбору антенн в двух последовательных интервалах длительности $\Delta t_{pilot} = 0,5$ мс в сдвоенном блоке.

Процедура на рисунке 17 обеспечивает для выбранного номера z для суммы $\mathbf{B}_1(z) + \mathbf{B}_2(z)$ существование большей чем $\min(\mathbf{B}_1) + \min(\mathbf{B}_2)$ нижней границы, и не противоречит достижению верхнего предела $\max(\mathbf{B}_1) + \max(\mathbf{B}_2)$. Докажем это.

Для суммы $\mathbf{B}_1(u) + \mathbf{B}_2(u)$ для любого номера $u \in [1:70]$ существует очевидный верхний предел: $\mathbf{B}_1(u) + \mathbf{B}_2(u) \leq \max(\mathbf{B}_1) + \max(\mathbf{B}_2)$. В случае реализации благоприятного события соблюдения в одной строке m системы из

двух уравнений: $\begin{cases} \mathbf{B}_1(m) = \max(\mathbf{B}_1) \\ \mathbf{B}_2(m) = \max(\mathbf{B}_2) \end{cases}$, критерий (55) в процедуре на рисунке 17

обеспечит выбор именно этого номера: $z = m$, и достижение верхней границы: $\mathbf{B}_1(z) + \mathbf{B}_2(z) = \max(\mathbf{B}_1) + \max(\mathbf{B}_2)$ -,

Можно определить и нижний предел суммы $\mathbf{B}_1(z) + \mathbf{B}_2(z)$ для строки номер z , найденной по формуле (55). Введем обозначения для строк, полученных из строк \mathbf{B}_1 и \mathbf{B}_2 путем перестановки элементов в порядке их убывания (в этом состоит определения действия новой функции $sort$):

$$\mathbf{B}_1^s = sort(\mathbf{B}_1), \mathbf{B}_2^s = sort(\mathbf{B}_2).$$

Рассмотрим строки $\mathbf{B}_1^{\Pi 1}$ и $\mathbf{B}_2^{\Pi 2}$, полученные всевозможными перестановками $\Pi 1$ и $\Pi 2$ элементов в строках \mathbf{B}_1 и \mathbf{B}_2 ; для всех строк вида $\mathbf{B}_1^{\Pi 1}$ и $\mathbf{B}_2^{\Pi 2}$ отсортированные варианты \mathbf{B}_1^s и \mathbf{B}_2^s будут неизменны. Зададимся вопросом: при каком сочетании перестановок $\Pi 1$ и $\Pi 2$ выражение из формулы (55) будет минимальным, то есть в формальной записи:

$$(\overline{\Pi 1}, \overline{\Pi 2}) = \underset{\{\Pi 1, \Pi 2\}}{\operatorname{argmin}} \left(\underset{u \in [1:70]}{\operatorname{argmax}} \left(\min \left(\mathbf{B}_1^{\Pi 1}(u), \mathbf{B}_2^{\Pi 2}(u) \right) \right) \right) \quad (57)$$

Для найденного из (57) сочетания $(\overline{\Pi 1}, \overline{\Pi 2})$ и для любого другого сочетания $(\Pi 1, \Pi 2)$ будет выполнено неравенство:

$$\max_{u \in [1:70]} \left(\min \left(\mathbf{B}_1^{\overline{\Pi 1}}(u), \mathbf{B}_2^{\overline{\Pi 2}}(u) \right) \right) \leq \max_{u \in [1:70]} \left(\min \left(\mathbf{B}_1^{\Pi 1}(u), \mathbf{B}_2^{\Pi 2}(u) \right) \right) \quad (58)$$

В общем случае может существовать более одного сочетания перестановок $(\overline{\Pi 1}, \overline{\Pi 2})$, удовлетворяющего одному и тому же значению в левой части неравенства (58). На рисунке 18 показан пример одного сочетания $(\overline{\Pi 1}, \overline{\Pi 2})$, которое очевидно удовлетворяет критерию (57). Для него верны равенства: $\mathbf{B}_1^{\overline{\Pi 1}} = \mathbf{B}_1^s$, $\mathbf{B}_2^{\overline{\Pi 2}} = \overline{\mathbf{B}_2^s}$, где обозначение $\overline{\mathbf{B}_2^s}$ использовано для строки с инвертированной последовательностью элементов $\overline{\mathbf{B}_2^s}$: если в \mathbf{B}_2^s по определению элементы расположены в порядке их убывания, то в инвертированной $\overline{\mathbf{B}_2^s}$ - в обратном порядке, по возрастанию. Для удобства на рисунке 18 для \mathbf{B}_1^s и $\overline{\mathbf{B}_2^s}$ показаны не гистограммы, а огибающие, и огибающая для $\min(\mathbf{B}_1^s, \overline{\mathbf{B}_2^s})$ обведена жирной чертой.

Из рисунка 18 видно, что для сочетания $(\overline{\Pi 1}, \overline{\Pi 2})$ значение $\max_{u \in [1:70]} \left(\min \left(\mathbf{B}_1^{\overline{\Pi 1}}(u), \mathbf{B}_2^{\overline{\Pi 2}}(u) \right) \right)$ будет достигаться при том значении w , при котором пересекутся огибающие на рисунке 18, то есть, с учетом дискретного случая, для всех $u \in [1:70]$: $|\mathbf{B}_1^s(u) - \mathbf{B}_2^s(u)| \geq |\mathbf{B}_1^s(w) - \overline{\mathbf{B}_2^s}(w)| \cong 0$, где в конце равенство было бы точным, если бы речь шла только об огибающих а не о дискретных распределениях.

Итак, для $w = \underset{u \in [1:70]}{\text{addrmin}} |B_1^s(u) - \bar{B}_2^s(u)|$, для частного случая тождественной перестановки $B_1^{\Pi 1} = B_1$ и $B_2^{\Pi 2} = B_2$, по формуле (58): $\min(B_1^s(w), \bar{B}_2^s(w)) \leq \max_{u \in [1:70]} (\min(B_1(u), B_2(u)))$.

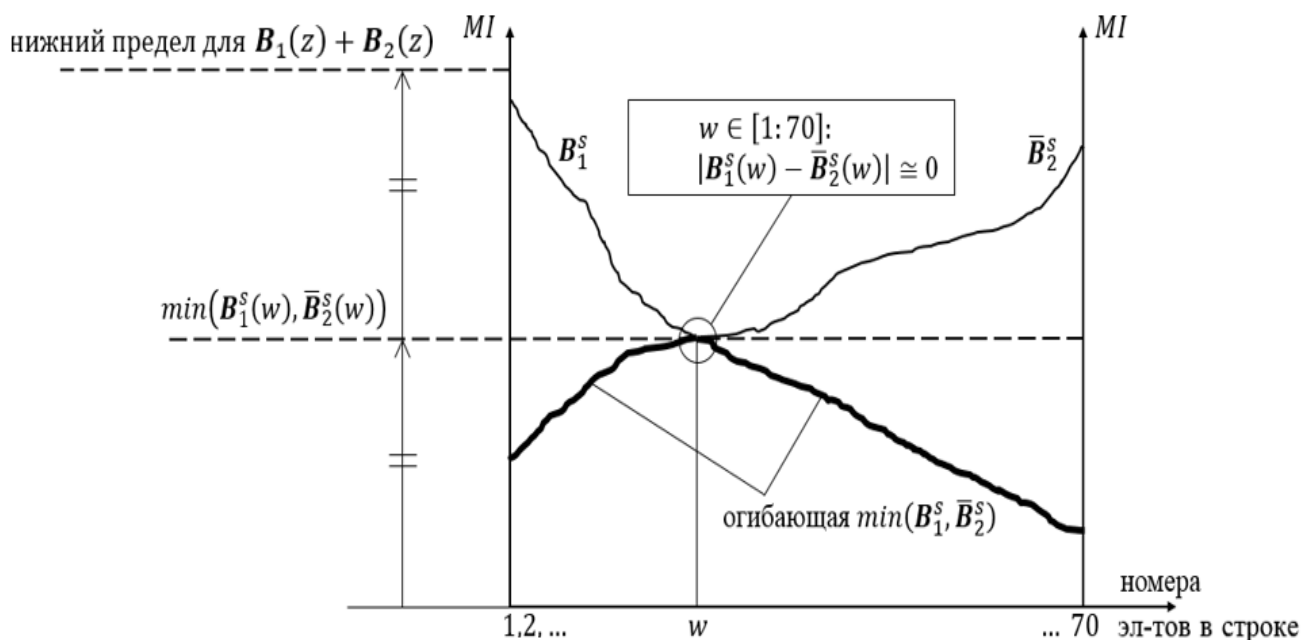


Рисунок 18. Огибающие двух упорядоченных монотонных распределений для задачи нахождения нижнего порога для суммы параметров MI в вдвоенном блоке из результатов работы процедуры на рисунке 17

Объединенные в одной строке неравенства для нижней и верхней границ суммы $(B_1(z) + B_2(z))$ для номера z , найденного по формуле (55), принимают вид:

$$2 \cdot \left(\min_{u \in [1:70]} (B_1^s(u), \bar{B}_2^s(u)) \right) \leq B_1(z) + B_2(z) \leq \max(B_1) + \max(B_2).$$

Таким образом, процедура на рисунке 17 гарантирует выбор пары векторов коммутации, значение параметра MI для любого вектора которой будет не меньше некоторого порогового значения, и значение суммы параметров MI для обоих векторов из пары при благоприятном стечении обстоятельств сможет достичь теоретически максимального значения.

Везде далее: для модели системы (19) - частного случая модели системы $N \times r \times N$ (1), выражение “метод С1.2+А3.2+П” (см. Приложение 1) будет обозначать

функциональную схему С1.2 в сочетании с алгоритмом А3.2 выбора антенн при условии применения известных алгоритмов предсказания характеристик канала П, описанных в параграфах 1.3.1 и 1.3.2.

3.3 Результаты моделирования

Условия моделирования: вычислительные эксперименты проводились для системы SU MIMO SM 16QAM и 64QAM при $M = N = 4$, диапазон 2 ГГц, по методике, описанной в Приложении 6. Для исследования нового метода С1.2+А3.1+ПЗ использовалась эффективная модель системы (19).

Для каждого значения SNR делалось 20000 экспериментов (см. пояснение в Приложении 2), в каждом из которых генерировались случайные реализации всех членов уравнения модели системы, в частности матриц канала \mathbf{H} с рэлеевскими замираниями. Анализ помехоустойчивости системы в сочетании с новым методом С1.2+А3.1+ПЗ (см. Приложение 1) проводился с матрицей $\hat{\mathbf{H}}_{эф}$ из (75).

Рассматривался только случай $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}$ для значения коэффициента из формулы (5) $K = 0$.

Для модуляции 16QAM демодуляция проводилась по критерию максимального правдоподобия (23), для модуляции 64QAM применялась демодуляция на сфере “K-best” [79]. Канальное кодирование не применялось.

На вертикальной оси каждого графика рисунок 19 - рисунок 21 обозначен SE_R , коэффициент ошибок на символ, на горизонтальной - SNR , уровень отношения сигнал/шум в расчете на одну передающую антенну.

Выигрыш в помехоустойчивости для нового режима SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ С1.2+А3.1+ПЗ по сравнению с режимом SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме составил на уровне $SE_R = 10^{-2}$: 2,5 дБ для модуляции 16QAM, и 3,5 дБ для модуляции 64QAM. Выигрыш достигается за счет снятия требования кругового считывания пилотной информации при выборе антенн на приеме, что оказывается возможным благодаря применению нового алгоритма предсказания параметров канала ПЗ.

Подчеркнем, что сравнение предложенного нового режима SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.1+ПЗ именно с режимом SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн является корректным, так как для условий существенно нестационарного канала и отсутствия изменений в стандартных по 3GPP схемах назначения ресурсов под передачу пилотной информации (параграф 1.1.1) результатов исследования применения выбора антенн на приеме не зафиксировано. Причина такого состояния изученности вопроса заключается в описанной в параграфе 3.2 принципиальной необходимости в условиях применения кругового считывания пилотной информации со всех приемных антенн, что сказывается на ограничении возможного эффекта от выбора антенн.

На рисунке 19 и рисунке 21 представлены кривые помехоустойчивости предложенного режима $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.1+ПЗ от $|\delta v|/|v_{est}|$ - модуля относительной ошибки определения скорости на приемной стороне. Выигрыш от улучшения качества предсказания скорости $|\delta v|/|v_{est}|$ от 0,1 до 0,01 на уровне $SER = 10^{-2}$ составил 1,1 дБ для 16QAM и 1,7 дБ для 64QAM.

Как видно, для нового метода C1.2+A3.2+П значения $|\delta v|/|v_{est}| = 0,01$ оказалось достаточно для приближения к теоретически наилучшей кривой $|\delta v| = 0$ (тонкая линия с кружками) с разницей в десятые доли дБ, а значения $|\delta v|/|v_{est}| = 0,1$ достаточно для того, чтобы оказаться на одном уровне с кривой, соответствующей границе помехоустойчивости, вычисленной методом C1.2+A3.2+П (см. Приложение 1), предложенным в параграфе 3.2.

Новый режим $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.1+ПЗ для уровня $|\delta v|/|v_{est}| = 0,01$ - дает выигрыш более 1,4 дБ по отношению к новому режиму $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.2+П.

Отметим, что альтернативная база сравнения, вычисленной методом C1.2+A3.2+П, показанная тонкой линией со звездочками на графиках рисунке 19 и рисунке 21, является оценкой верхней границы характеристики, теоретически достижимой при условии кругового считывания пилотной информации со всех антенн и с помощью предсказания нестационарного канала известными методами П, описанными в параграфе 1.3, на 1 мс вперед с нулевой погрешностью. Достичь данного уровня помехоустойчивости в реальных условиях при неидеальном

качестве предсказания характеристик канала методами П будет тем труднее, чем выше скорость движения приемника.

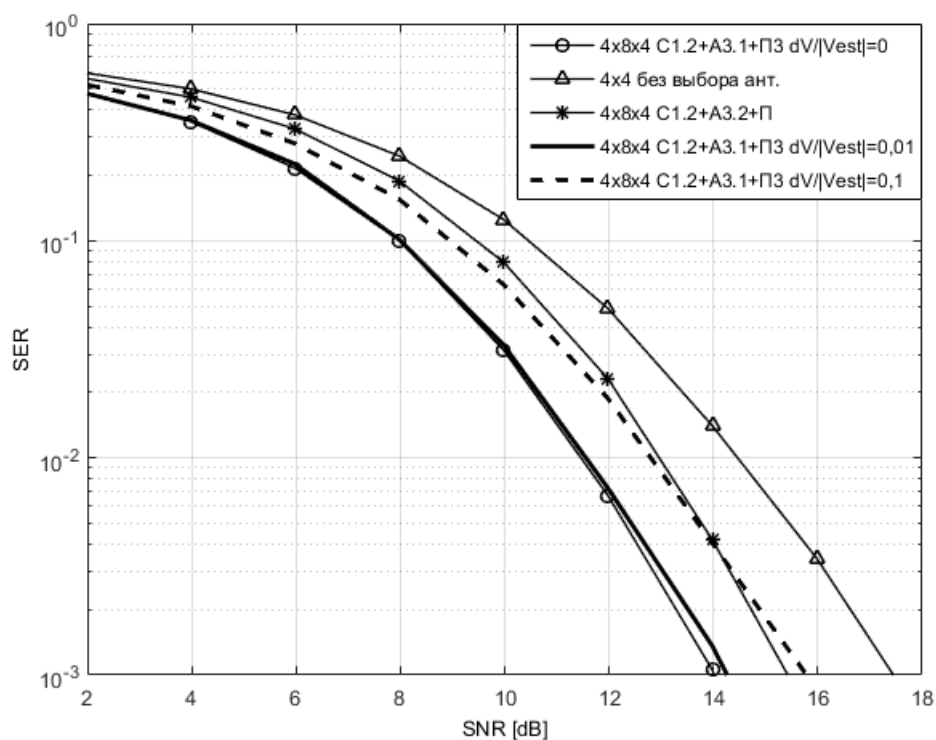


Рисунок 19. Характеристики помехоустойчивости системы $N = M = 4$ 16QAM при скорости движения приемника 70км/час.

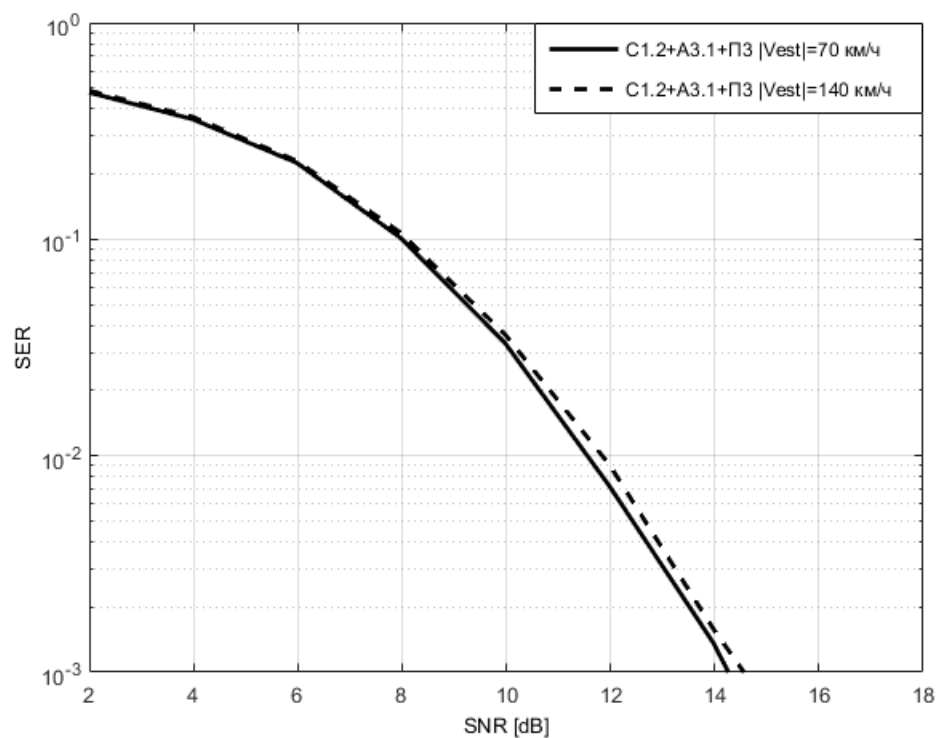


Рисунок 20. Характеристики помехоустойчивости системы системы $N = M = 4$ 16QAM при значении $|\delta v|/|v_{est}| = 0,01$.

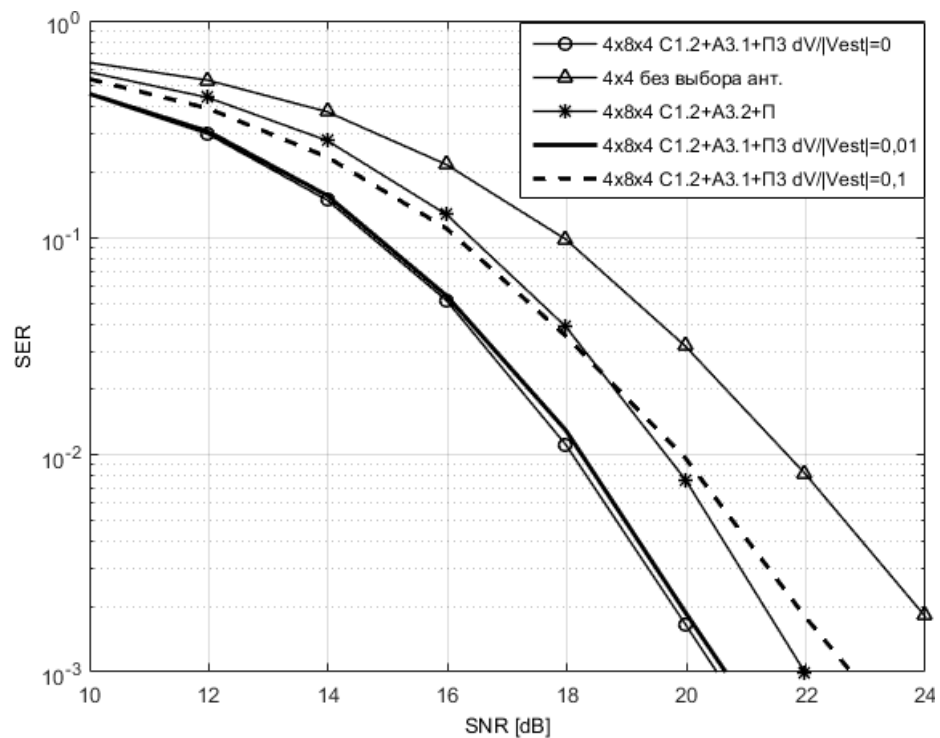


Рисунок 21. Характеристики помехоустойчивости системы $N = M = 4$ 64QAM при скорости движения приемника 70км/час.

На рисунке 20 для нового режима $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.1+ПЗ отдельно показаны две кривые, соответствующие одному значению $|\delta v|/|v_{est}|$, но разным скоростям движения, 70 и 140 км/час. Видно, что кривая помехоустойчивости при значительном увеличении скорости практически не сдвигается в сторону ухудшения. Эта особенность предложенного нового метода C1.2+A2.1+ПЗ качественно отличает его от других известных [36], [47].

3.4 Выводы

1) Предложен алгоритм предсказания параметров канала ПЗ (см. Приложение 1), позволяющий снять требование повторения кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной антенной решетки, и в результате эффективно применить выбор антенн на приеме в условиях нестационарного канала. Выигрыш в помехоустойчивости для нового режима SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.1+ПЗ по сравнению со случаем режима SU MIMO SM 4×4 без выбора

антенн на приеме составил на уровне $SER = 10^{-2}$: 2,5 дБ для модуляции 16QAM, и 3,5 дБ для модуляции 64QAM.

2) Путем моделирования для режима SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.1+ПЗ установлена слабая зависимость характеристик помехоустойчивости от скорости движения приемной антенной решетки: 0,3 дБ на уровне $SER = 10^{-2}$ при увеличении скорости от 70 до 140 км/час.

3) Для системы SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ с функциональной схемой C1.2 разработан алгоритм выбора антенн A3.2, применяемый совместно с известными алгоритмами предсказания параметров радиоканала при условии повторения кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной антенной решетки. Для режима SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.2+П на уровне $SER = 10^{-2}$ верхняя граница выигрыша в помехоустойчивости по отношению к случаю режима SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме составляет максимально 1,4 дБ для модуляции 16QAM и 1,8 дБ для модуляции 64QAM.

4 Анализ влияния неточности оценивания параметров канала на характеристики помехоустойчивости разработанных алгоритмов

В данной главе приведены результаты моделирования, отражающие влияние коэффициента $K \in [0 \dots 1]$ из формулы (5), характеризующего меру неточности оценивания элементов матрицы канала на приемной стороне, на общую помехоустойчивость системы SU MIMO SM для случаев применения режимов, предложенных в главах 2 и 3. Сделаны общие выводы об устойчивости выигрыша в помехоустойчивости от применения новых режимов по сравнению с соответствующими режимами - базами сравнения по отношению к коэффициенту K .

4.1 Результаты для метода C2+A2.3, предложенного в параграфе 2.2.3

Условия моделирования: вычислительные эксперименты проводились для системы SU MIMO SM 16QAM и 64QAM. Сравнивались методы: новый C2+A2.3 для эффективная модели системы (3)-(40)-(41)-(42) и известный C1.2+A1.2 (с простым выбором антенн).

Для каждого значения SNR делалось 20000 экспериментов (см. пояснение в Приложении 2), в каждом из которых генерировались случайные реализации всех членов уравнения модели системы, в частности матриц канала \mathbf{H} с рэлеевскими замираниями. Анализ помехоустойчивости системы в сочетании с новым методом C2+A2.3 проводился с эффективной матрицей канала $\hat{\mathbf{H}}_{эф}$ из формулы (72).

Для демодуляции на приемной стороне использовалась оценка матрицы канала $\hat{\mathbf{H}}$, полученная из \mathbf{H} с помощью заданного параметра K по формуле (5). Типовой ряд значений, которые может принимать коэффициент K , был подобран с тем расчетом, чтобы интересный с точки зрения изучения графиков помехоустойчивости диапазон $SER = 10^{-1} \dots 10^{-3}$ соответствовал актуальным в реальных условиях работы сотовых сетей значениям $SNR = 0 \dots 30$ дБ [70], [71], [74].

$K = \{0 \text{ или } 0,003 \text{ или } 0,005 \text{ или } 0,01\}$ для модуляции 16QAM, и

$K = \{0 \text{ или } 0,001 \text{ или } 0,003\}$ для модуляции 64QAM.

Для известного значения SNR , данной реализации канала \mathbf{H} , данной оценки матрицы канала $\hat{\mathbf{H}}$, получение оценки принятого вектора символов $\hat{\mathbf{x}}$ посредством демодуляции по критерию максимального правдоподобия представляется следующей формулой, в обозначениях рассматриваемой модели (19):

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{МП}} = \underset{\mathbf{x} \in \mathcal{X}}{\operatorname{argmin}} |(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{H}}_{\text{эф}} \cdot \mathbf{x})| \quad (59)$$

Для случаев систем ММО $N = M = 2$ 16QAM либо 64QAM и $N = M = 4$ 16QAM применялся метод прямого перебора по всем $\mathbf{x} \in \mathcal{X}$ в формуле (59), а для случая $N = M = 4$ 64QAM - метод с демодуляцией на сфере “K-best” [79]. Канальное кодирование не применялось.

В таблице 5 показан выигрыш от применения нового описанного в параграфе 2.2.3 метода по сравнению с методом с простым выбором антенн на уровне $SEER = 10^{-2}$ при $K = 0$.

Таблица 5. Выигрыш в помехоустойчивости от применения предложенного в параграфе 2.2.3 метода при $K = 0$.

Сравниваемые режимы	16QAM	64QAM
ММО $2 \times 8 \times 2$ C2+A2.3 по отношению к C1.2+A1.2	2,0 дБ	2,3 дБ
ММО $4 \times 16 \times 4$: C2+A2.3 по отношению к C1.2+A1.2	1,9 дБ	2,0 дБ

Для всех случаев в таблице 5 величина выигрыша составила приблизительно 2 дБ.

В таблице 6 для систем $2 \times 8 \times 2$ и $4 \times 16 \times 4$ с модуляцией 16QAM показан выигрыш от применения нового описанного в параграфе 2.2.3 метода по сравнению с методом с простым выбором антенн на уровне $SEER = 10^{-2}$ при различных значениях K .

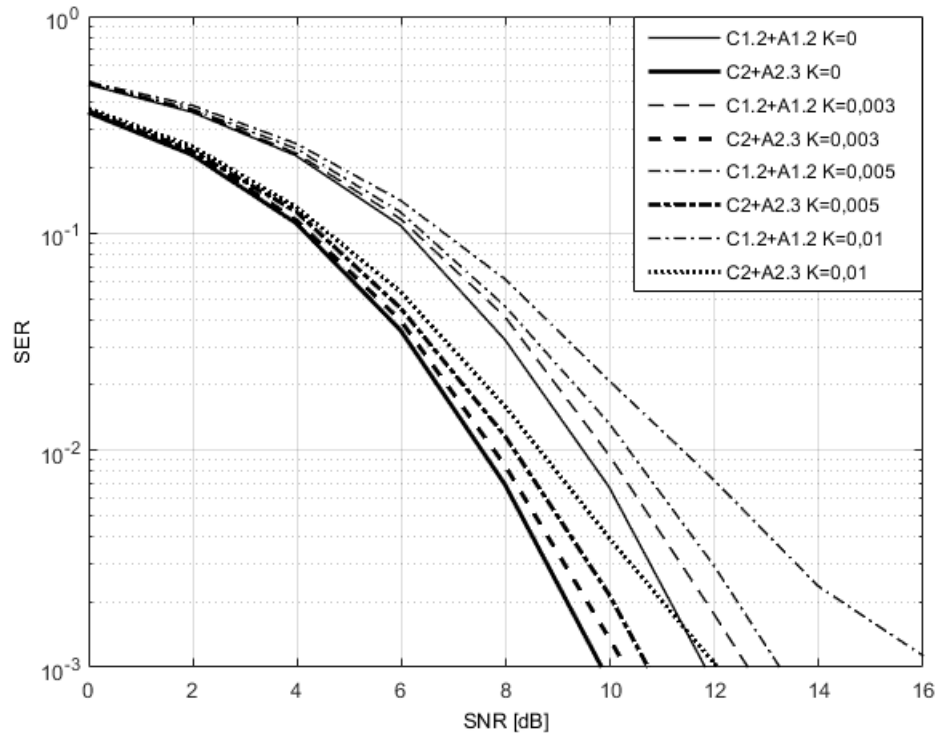


Рисунок 22. Зависимость характеристик помехоустойчивости от K для $4 \times 16 \times 4$
16QAM

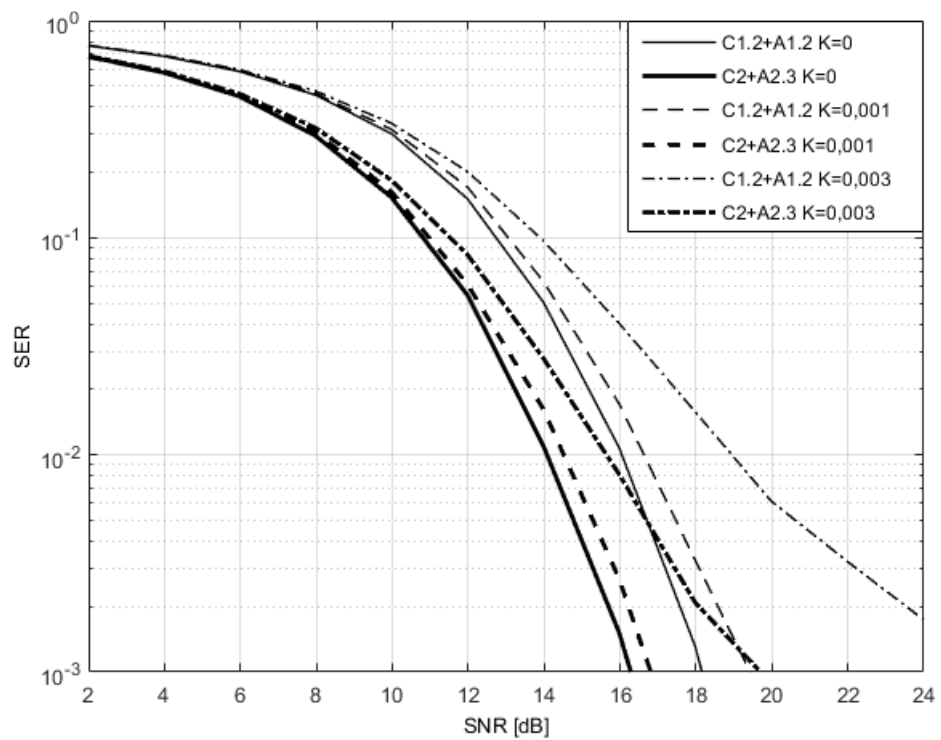


Рисунок 23. Зависимость характеристик помехоустойчивости от K для $4 \times 16 \times 4$
64QAM

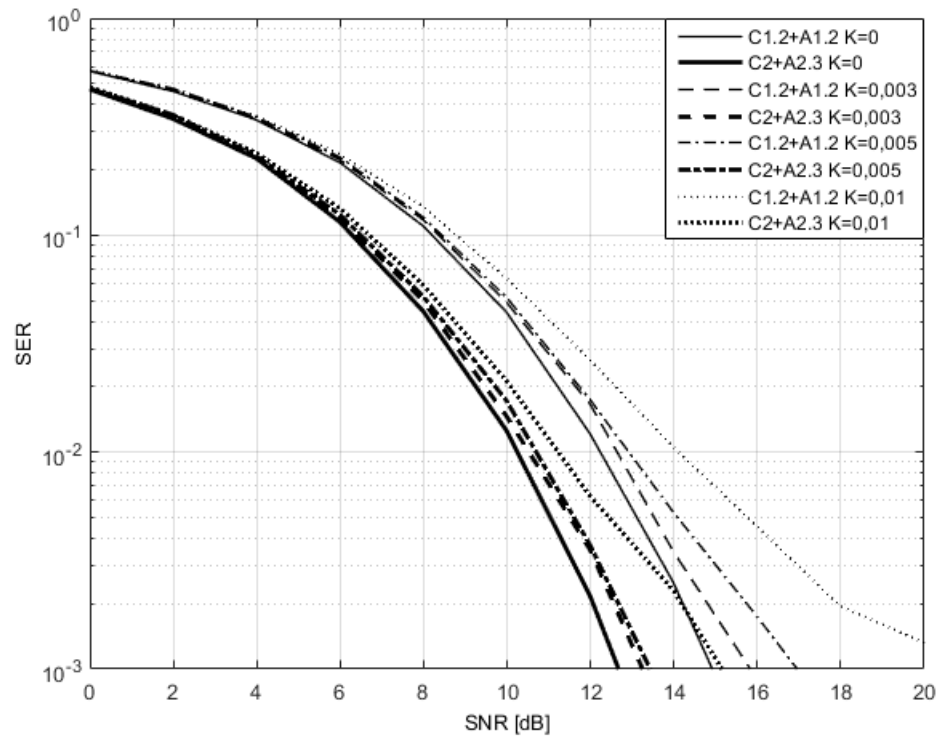


Рисунок 24. Зависимость характеристик помехоустойчивости от K для $2 \times 8 \times 2$ 16QAM

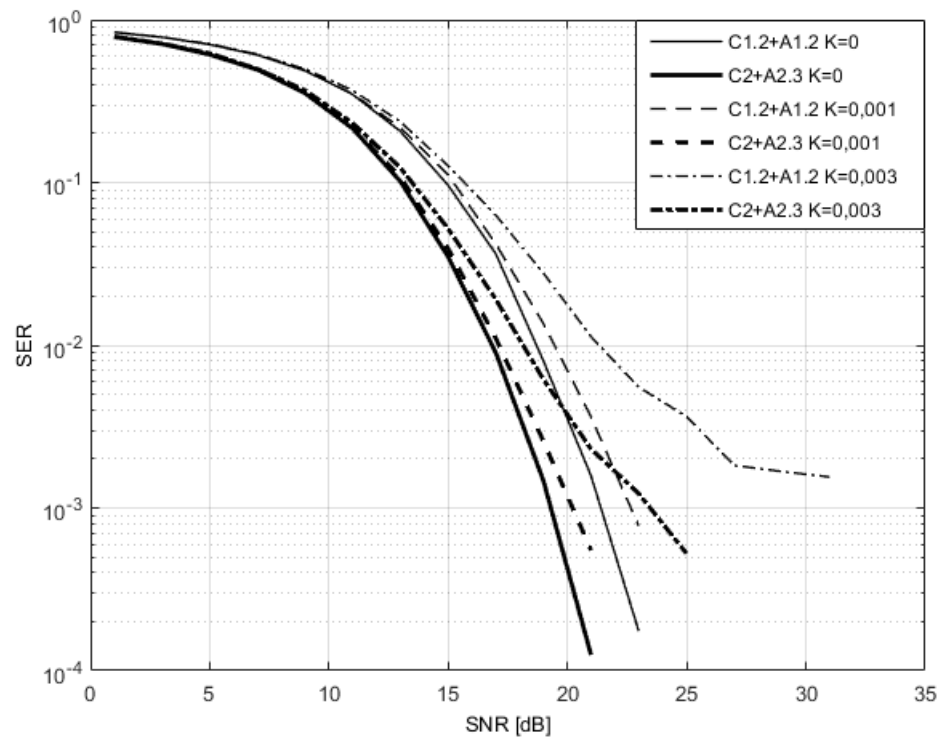


Рисунок 25. Зависимость характеристик помехоустойчивости от K для $2 \times 8 \times 2$ 64QAM

Из таблицы 6 и на всех рисунках 22-25 видно, что выигрыш от предложенного в параграфе 2.2.3 метода по сравнению с методом с простым выбором антенн плавно увеличивается с увеличением коэффициента K .

Таблица 6. Выигрыш в помехоустойчивости от применения предложенного в параграфе 2.2.3 метода для 16QAM.

Сравниваемые режимы	$K = 0$	$K = 0,005$
MIMO $2 \times 8 \times 2$ C2+A2.3 по отношению к C1.2+A1.2	2,0 дБ	2,2 дБ
MIMO $4 \times 16 \times 4$: C2+A2.3 по отношению к C1.2+A1.2	1,9 дБ	2,2 дБ

4.2 Результаты для метода C1.2+A3.1+ПЗ, предложенного в параграфе 3.1

Условия моделирования: вычислительные эксперименты проводились для системы SU MIMO SM 16QAM и 64QAM, диапазон 2 ГГц, по методике, описанной в Приложении 6.

Сравнивались методы: новый C1.2+A3.1+ПЗ для эффективной модели системы (19) и известный без выбора антенн. Отметим, что сравнение предложенного нового режима именно с режимом SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн является корректным; обоснование приведено в параграфе 3.3.

Для каждого значения SNR делалось 20000 экспериментов (см. пояснение в Приложении 2), в каждом из которых генерировались случайные реализации всех членов уравнения модели системы, в частности матриц канала \mathbf{H} с рэлеевскими замираниями. Анализ помехоустойчивости системы в сочетании с новым методом C1.2+A3.1+ПЗ проводился с эффективной матрицей канала $f(\hat{\mathbf{H}}, \mathbf{d}) = \hat{\mathbf{H}}_{\text{эф}}$, где $\hat{\mathbf{H}}_{\text{эф}}$ взята из формулы (75).

Для демодуляции на приемной стороне использовалась оценка матрицы канала $\hat{\mathbf{H}}$, полученная из \mathbf{H} с помощью заданного параметра K по формуле (5). Типовой ряд значений, которые может принимать коэффициент K , был подобран с тем расчетом, чтобы интересный с точки зрения изучения графиков

помехоустойчивости диапазон $SER = 10^{-1} \dots 10^{-3}$ соответствовал актуальным в реальных условиях работы сотовых сетей значениям $SNR = 0 \dots 30$ дБ [70], [71], [74].

$K = \{0 \text{ или } 0,003 \text{ или } 0,005 \text{ или } 0,01\}$ для модуляции 16QAM, и

$K = \{0 \text{ или } 0,001 \text{ или } 0,003\}$ для модуляции 64QAM.

Для известного значения SNR , данной реализации канала \mathbf{H} , данной оценки матрицы канала $\hat{\mathbf{H}}$, получение оценки принятого вектора символов $\hat{\mathbf{x}}$ посредством демодуляции по критерию максимального правдоподобия представляется формулой (59).

Для случаев систем MIMO $N = M = 2$ 16QAM либо 64QAM и $N = M = 4$ 16QAM применялся метод прямого перебора по всем $\mathbf{x} \in \mathcal{X}$ в формуле (59), а для случая $N = M = 4$ 64QAM - метод с демодуляцией на сфере “K-best” [79]. Канальное кодирование не применялось.

В таблице 7 показан выигрыш от применения нового описанного в параграфе 3.1 метода по отношению к методу без выбора антенн на уровне $SER = 10^{-2}$ при $K = 0$ для различных режимов.

Таблица 7. Выигрыш в помехоустойчивости от применения предложенного в параграфе 3.1 метода при $K = 0$.

Сравниваемые режимы	16QAM	64QAM
MIMO $2 \times 8 \times 2$ C1.2+A3.1+ПЗ по отношению к MIMO 2×2 без выбора ант.	5,0 дБ	5,1 дБ
MIMO $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.1+ПЗ по отношению к MIMO 4×4 без выбора ант.	2,5 дБ	3,5 дБ
MIMO $4 \times 16 \times 4$ C1.2+A3.1+ПЗ по отношению к MIMO 4×4 без выбора ант.	4,1 дБ	5,2 дБ

Из таблицы 7 видно, что выигрыш является большим для меньших значений N и M , и выигрыш для 64QAM больше чем выигрыш для 16QAM.

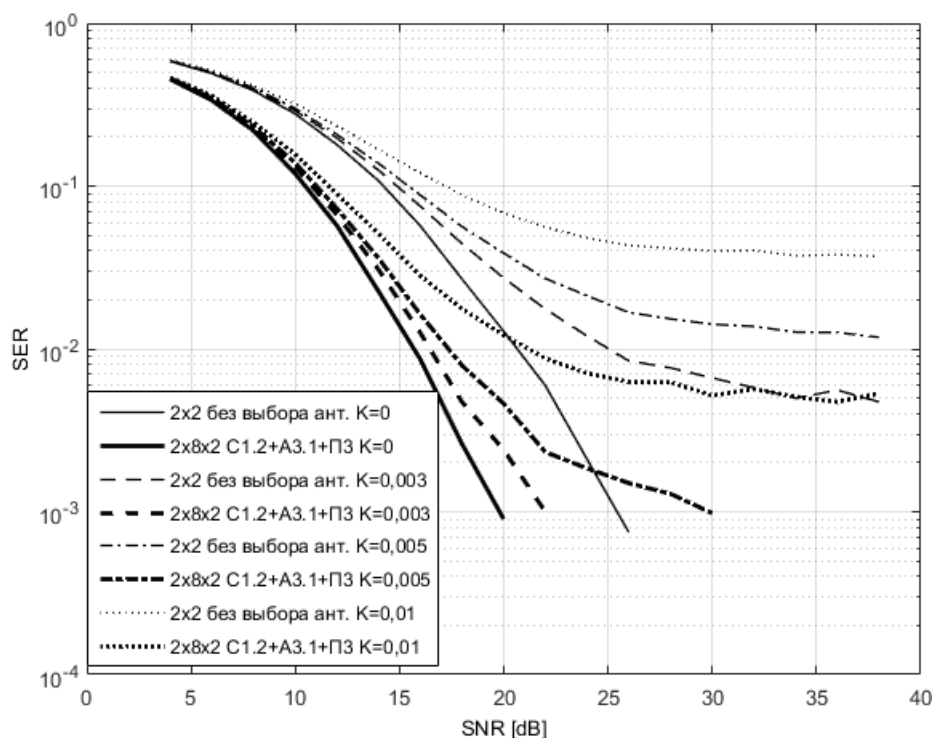


Рисунок 26. Зависимость характеристик помехоустойчивости от K для модуляции 16QAM, при скорости движения приемника 70 км/час и $|\delta v|/|v_{est}| = 0,01$

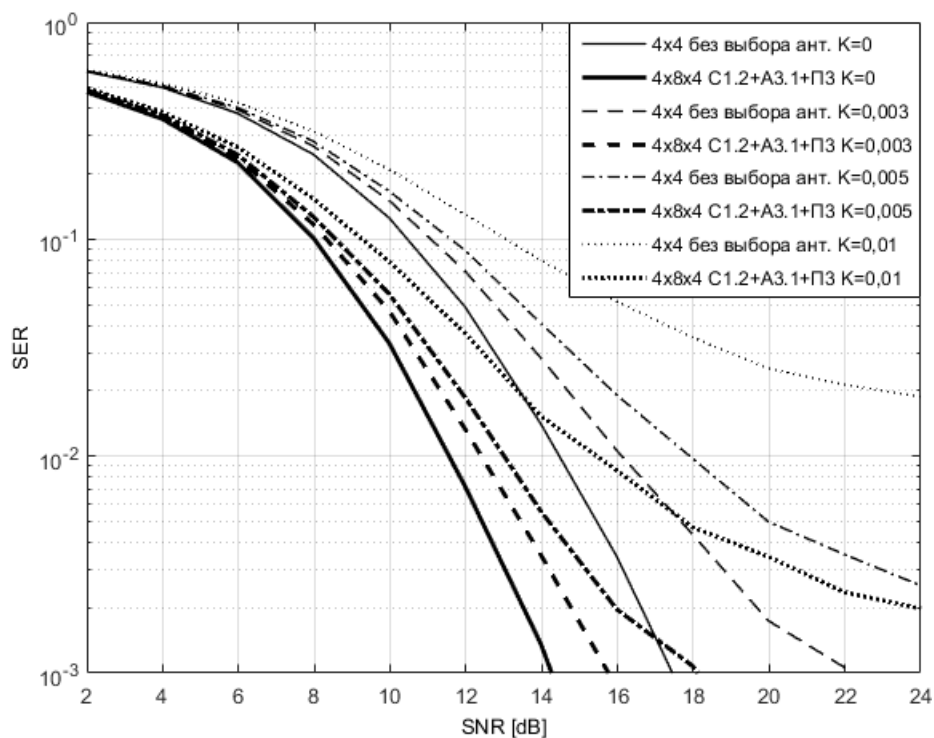


Рисунок 27. Зависимость характеристик помехоустойчивости от K для модуляции 16QAM, при скорости движения приемника 70 км/час и $|\delta v|/|v_{est}| = 0,01$

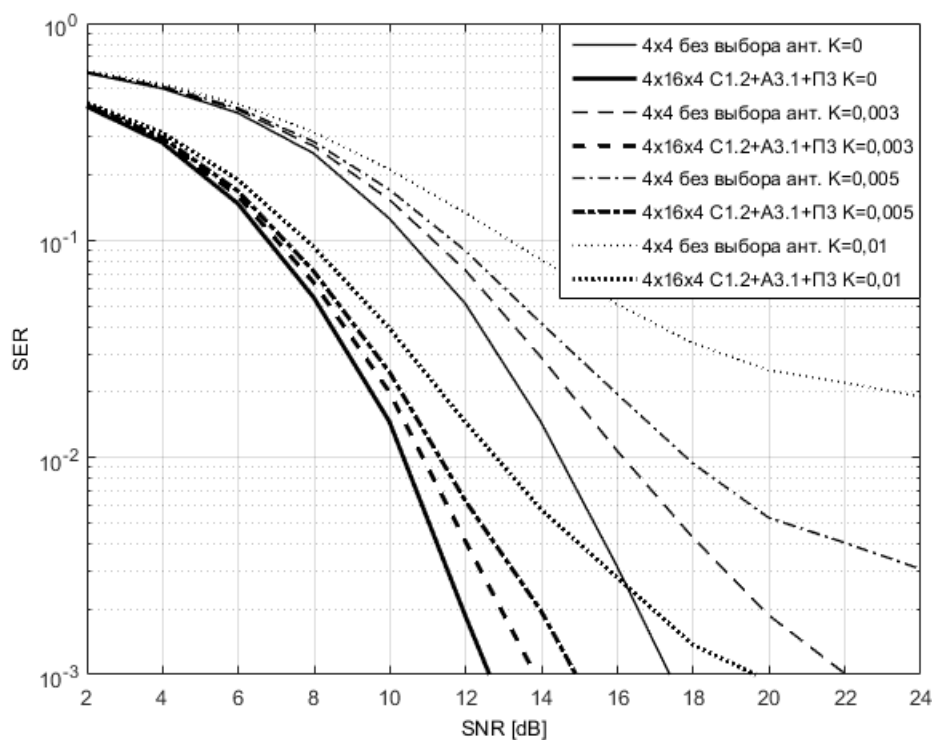


Рисунок 28. Зависимость характеристик помехоустойчивости от K для модуляции 16QAM, при скорости движения приемника 70 км/час и $|\delta v|/|v_{est}| = 0,01$

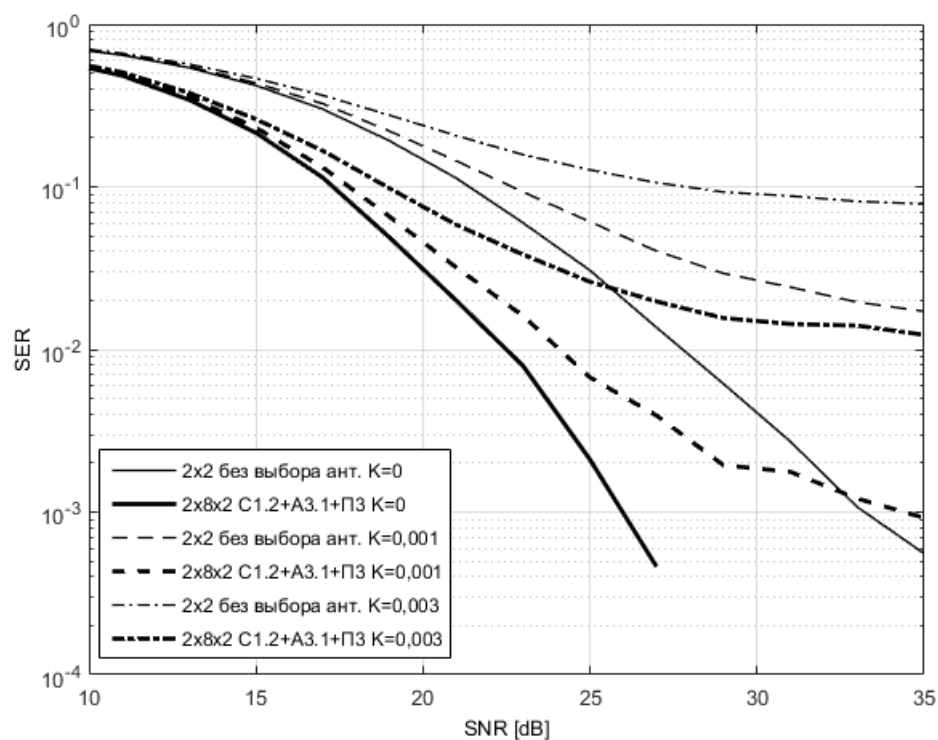


Рисунок 29. Зависимость характеристик помехоустойчивости от K для модуляции 64QAM, при скорости движения приемника 70 км/час и $|\delta v|/|v_{est}| = 0,01$

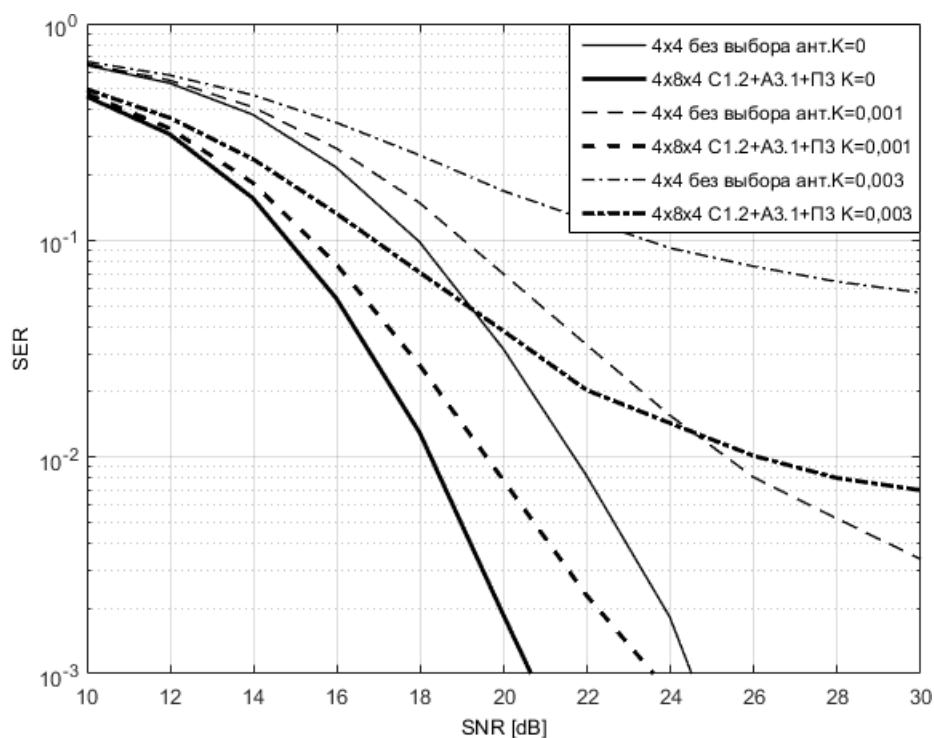


Рисунок 30. Зависимость характеристик помехоустойчивости от K для модуляции 64QAM, при скорости движения приемника 70 км/час и $|\delta v|/|v_{est}| = 0,01$

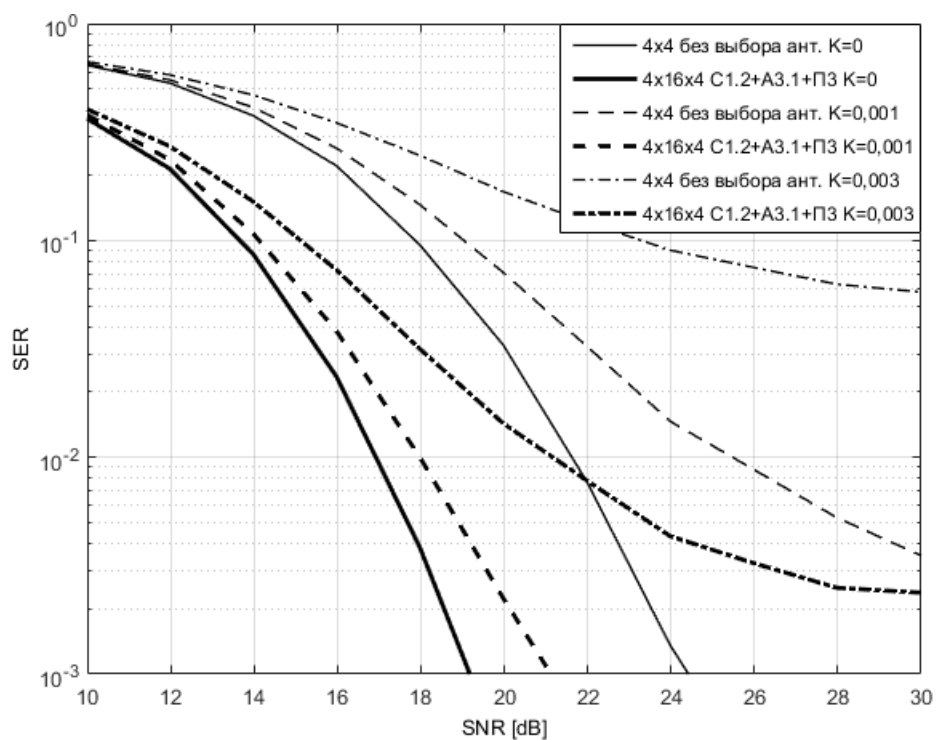


Рисунок 31. Зависимость помехоустойчивости от K для модуляции 64QAM, при скорости движения приемника 70 км/час и $|\delta v|/|v_{est}| = 0,01$

В таблице 8 для систем $4 \times 8 \times 4$ и $4 \times 16 \times 4$ с модуляцией 16QAM показан выигрыш от применения нового описанного в параграфе 3.1 режима к режиму без выбора антенн на уровне $SER = 10^{-2}$ при различных значениях K .

Таблица 8. Выигрыш в помехоустойчивости от применения предложенного в параграфе 3.1 метода для $N = M = 4$ и 16QAM.

Сравниваемые режимы	$K = 0$	$K = 0,005$
ММО $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.1+ПЗ по отношению к ММО 4×4 без выбора ант.	2,5 дБ	5,0 дБ
ММО $4 \times 16 \times 4$ C1.2+A3.1+ПЗ по отношению к ММО 4×4 без выбора ант.	4,1 дБ	6,7 дБ

Из второй и третьей строк таблицы 7 и из таблицы 8 видно, что выигрыш увеличивается при увеличении количества r антенн для выбора, а также при увеличении коэффициента K . Увеличение выигрыша от предложенного в параграфе 3.1 метода по сравнению с методом без выбора антенн с увеличением коэффициента K наблюдается на всех уровнях SER для всех результатов моделирования

4.3 Выводы

При увеличении коэффициента K , характеризующего ошибку оценивания канала, от 0 до 0,01 для модуляции 16QAM, и от 0 до 0,005 для модуляции 64QAM, на уровне $SER = 10^{-2}$:

1) Для предложенного в параграфах 2.1 и 2.2.3 режима SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ C2+A2.3, выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с режимом SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ C1.2+A1.2 (с простым выбором антенн на приеме) составил более 1,9 дБ.

2) Для предложенного в параграфе 3.1 режима SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.1+ПЗ, выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с режимом SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме составил более 2,5 дБ.

5 Оценка увеличения зоны действия SU MIMO SM в результате применения разработанных методов

Предложенные нами в главах 2 и 3 методы повышения помехоустойчивости SU MIMO SM имеют конечной целью расширение зоны действия этого режима на местности, либо повышение доли времени использования этого режима пользователями в сотовой сети. В условиях макросот, обеспечивающих радиопокрытие в реальных условиях сотовых сетей, обеспечить непрерывную зону радиопокрытия для интересующих нас методов модуляции 16QAM и 64QAM, как правило, не удастся [80]. В этой главе мы ставим задачу оценить расширение зоны действия системы SU MIMO SM для метода модуляции 16QAM для пользователей, оборудованных приемными антенными решетками, в результате применения предложенных нами в главах 2 и 3 новых алгоритмов.

5.1 Предположения для проведения оценки

План расположения на местности базовых станций макроуровня LTE в диапазоне 2 ГГц и количество макросот на большом участке сети будем считать зафиксированными, а радиопокрытие для обеспечения непрерывного сервиса передачи данных на всем участке сети будем считать обеспеченным с помощью использования модуляции QPSK в диапазонах 2 ГГц и ниже [10].

При фундаментальном подходе, анализ условий среды распространения радиосигнала, при которых SU MIMO SM задействуется для передачи данных, и статистический анализ выполнения этих условий для пользователей на всей территории соты с некоторым типом застройки требует привлечения результатов из обширной области научной литературы, связанной с моделированием распространения радиосигнала на местности и анализом статистических характеристик параметров радиосигнала [28]-[35], [104]-[107].

Упрощенный подход, традиционно применяемый для практических оценок в условиях умеренного числа передающих антенн (в нашем случае 2 ... 4), основан

на анализе энергетического бюджета линии радиосвязи, в частности на допущении о том, что уровень SNR не ниже определенного минимального значения является главным необходимым условием для применимости исследуемого режима [70], [71].

Конкретизируем наше главное предположение. Для некоторой системы SU MIMO SM 16QAM (рассмотрение для случая 64QAM может быть проведено совершенно идентично) обозначим:

p_{16qam} - вероятность использования в сессиях приема данных в режимах SU MIMO SM модуляции 16QAM,

SNR_{16qam} - минимально необходимый уровень SNR для использования в режиме SU MIMO SM модуляции 16QAM.

Тогда главное предположение для упрощенной оценки зоны радиопокрытия для режима SU MIMO SM состоит в следующем [111]:

$$p_{16qam} = p(SNR \geq SNR_{16qam}) \quad (60)$$

5.2 Результаты для метода C2+A2.3, предложенного в параграфе 2.2.3

Условия моделирования: вычислительные эксперименты проводились для системы SU MIMO SM 16QAM. Сравнивались методы: новый C2+A2.3 (с новой функциональной схемой и новым алгоритмом для нее) и известный C1.2+A1.2 (с простым выбором антенн).

Для каждого значения SNR делалось 10000 экспериментов, в каждом из которых генерировались случайные реализации всех членов уравнения модели системы, в частности матриц канала \mathbf{H} с рэлеевскими замираниями. Анализ помехоустойчивости системы в сочетании с новым методом C2+A2.3 проводился с эффективной матрицей канала $\hat{\mathbf{H}}_{эф}$ из формулы (72).

Рассматривался только случай $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}$ для значения коэффициента из формулы (5) $K = 0$.

Было применено помехоустойчивое кодирование в виде сверточного кода с характеристиками: скорость кодирования 1/2, порождающие полиномы [18]: $g_1 =$

$1 + x + x^2 + x^3 + x^4 + x^6 + x^8$ и $g_2 = 1 + x + x^3 + x^4 + x^5 + x^8$; декодирование проводилось по алгоритму Витерби с мягкой демодуляцией [18].

На рисунке 32 показаны графики помехоустойчивости с параметром SNR (отношением сигнал-шум в расчете на одну передающую антенну) по горизонтали и параметром $BLER$ (коэффициент ошибок по информационным блокам) по вертикали для модуляции 16QAM для режимов MIMO $4 \times 16 \times 4$ C2+A2.3 и MIMO $4 \times 16 \times 4$ C1.2+A1.2.

Согласно общепринятой практике, для определения зоны действия режима применен критерий потери не более 10% блоков [37]: на графике (рисунок 32) определены значения SNR , соответствующие пересечению линии $BLER = 10^{-1}$ с графиком для нового режима MIMO $4 \times 16 \times 4$ C2+A2.3 ($SNR1$), и с графиком для известного режима MIMO $4 \times 16 \times 4$ C1.2+A1.2 ($SNR2$).

Кривая интегральной плотности вероятности на рисунке 33 взята из работы [104], где она соответствует случаю соты макроуровня в типичной городской застройке. Найденные значения $SNR1$ и $SNR2$ использовались на рисунке 33 для нахождения соответствующих вероятностей: $P1 = p(SNR \geq SNR1)$ и $P2 = p(SNR \geq SNR2)$.

Согласно формуле (60):

$P1$ - вероятность использования в сеансах приема данных при модуляции 16QAM нового режима MIMO $4 \times 16 \times 4$ C2+A2.3 из параграфа 2.2.3,

$P2$ - вероятность использования в сеансах приема данных при модуляции 16QAM известного режима MIMO $4 \times 16 \times 4$ C1.2+A1.2 из параграфа 1.2.2.

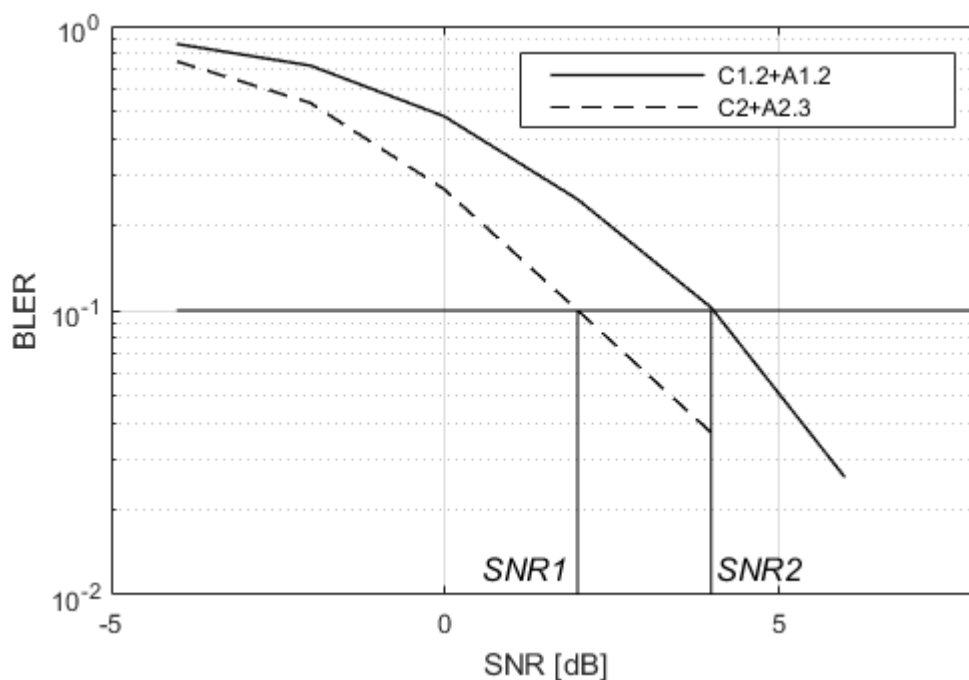


Рисунок 32. Характеристики помехоустойчивости системы $4 \times 16 \times 4$ 16QAM; с отмеченной линией уровня $BLER = 10^{-1}$

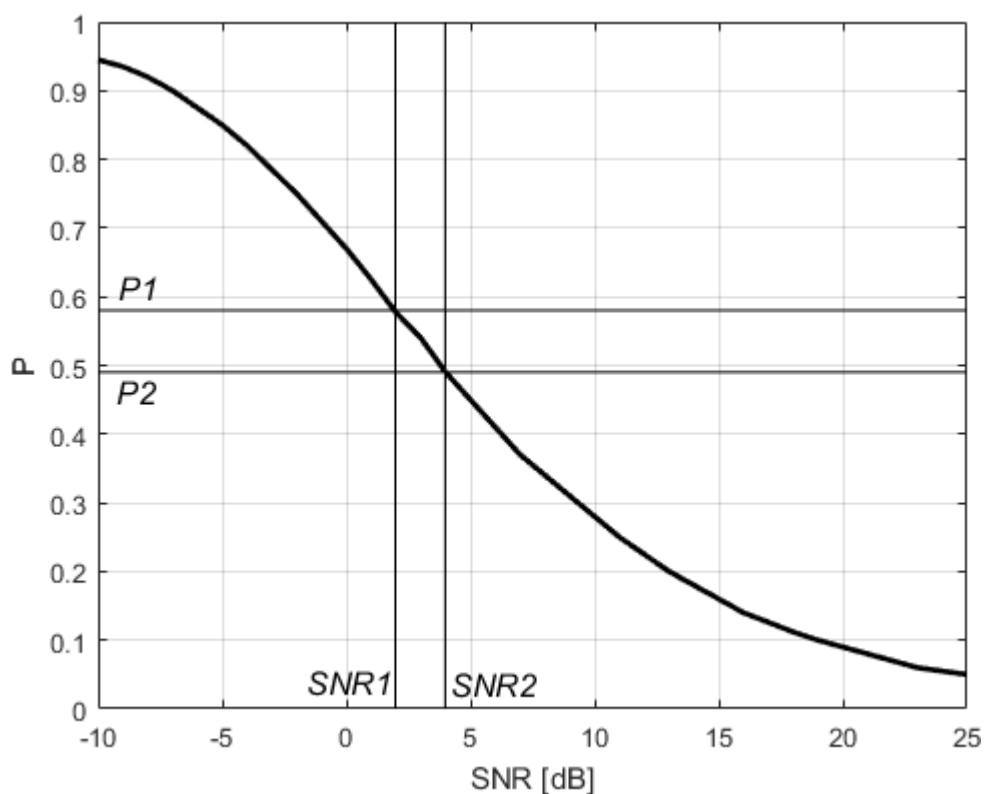


Рисунок 33. Функция плотности вероятности распределения SNR на поверхности соты; с отмеченными значениями $P1 = p(SNR \geq SNR1)$ и $P2 = p(SNR \geq SNR2)$ для $SNR1$ и $SNR2$, взятых из рисунка 32

Найденное отношение $P1/P2 = 1,18$ - означает, что в результате применения метода, предложенного в параграфе 2.2.3, площадь соты, на которой может быть

применен режим MIMO $4 \times 16 \times 4$ C2+A2.3 с модуляцией 16QAM, для пользователей с приемной антенной решеткой увеличена на 18% по сравнению со случаем применения известного режима $4 \times 16 \times 4$ C1.2+A1.2 (простого выбора антенн на приеме). Результаты моделирования для систем $2 \times 8 \times 2$ и $4 \times 16 \times 4$ указаны в таблице 9.

Таблица 9. Эффект увеличения зоны действия SU MIMO SM от применения метода, предложенного в параграфе 2.2.3

	$P1$	$P2$	$P1/P2$
$2 \times 8 \times 2$ C2+A2.3 ($P1$), $2 \times 8 \times 2$ C1.2+A1.2 ($P2$)	0,48	0,41	1,17
$4 \times 16 \times 4$ C2+A2.3 ($P1$), $4 \times 16 \times 4$ C1.2+A1.2 ($P2$)	0,49	0,58	1,18

5.3 Результаты для метода C1.2+A3.1+ПЗ, предложенного в параграфе 3.1

На рисунке 34 показаны графики помехоустойчивости с параметром SNR по горизонтали и параметром $BLER$ по вертикали для модуляции 16QAM для движения приемника со скоростью 70 км/час и значения уровня ошибки оценки вектора скорости $|\delta v|/|v_{est}| = 0,01$, для режимов MIMO $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.1+ПЗ и MIMO 4×4 без выбора антенн. Сравнение предложенного нового режима именно с режимом SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн является на момент написания данной работы корректным; обоснование приведено в параграфе 3.3.

Методика оценки увеличения зоны действия режима SU MIMO 4×4 16QAM в результате обработки данных на рисунке 34 и рисунке 35 - идентична той, что применена в параграфе 5.2 к рисунку 32 и рисунку 33.

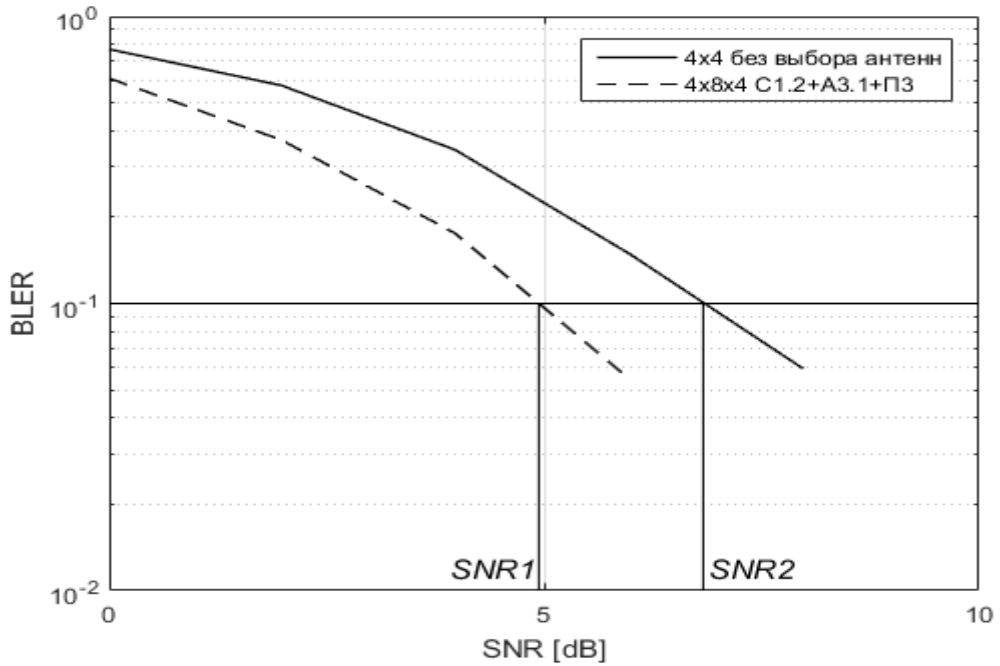


Рисунок 34. Характеристики помехоустойчивости системы $4 \times 8 \times 4$ 16QAM при скорости движения приемника 70 км/час; с линией уровня $BLER = 10^{-1}$.

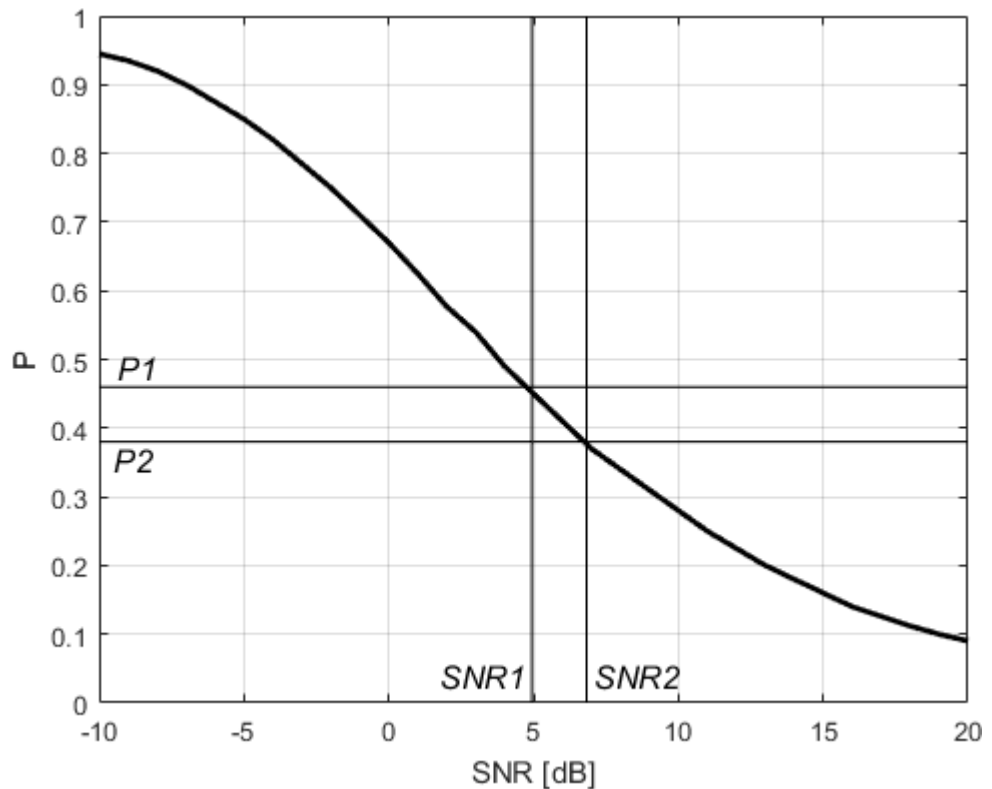


Рисунок 35. Функция плотности вероятности распределения SNR на поверхности соты; с отмеченными значениями $P1 = p(SNR \geq SNR1)$ и

$$P2 = p(SNR \geq SNR2) \text{ для } SNR1 \text{ и } SNR2, \text{ взятых из рисунка 34}$$

Найденное отношение $P1/P2 = 1,21$ - означает, что в результате применения метода, предложенного в параграфе 3.1, площадь соты, на которой может быть

применен режим MIMO 4×8×4 C1.2+A3.1+ПЗ с модуляцией 16QAM, для пользователей с приемной антенной решеткой увеличена на 21% по сравнению со случаем применения известного режима 4×4 без выбора антенн на приеме. Результаты моделирования для систем 2×8×2 и 4×8×4 указаны в таблице 10.

Таблица 10. Эффект увеличения зоны действия SU MIMO SM от применения метода, предложенного в параграфе 3.1

	$P1$	$P2$	$P1/P2$
2×8×2 C1.2+A3.1+ПЗ ($P1$), 2×2 без выбора антенн ($P2$)	0,40	0,25	1,60
4×8×4 C1.2+A3.1+ПЗ ($P1$), 4×4 без выбора антенн ($P2$)	0,46	0,38	1,21

5.4 Выводы

В условиях типичной городской застройки, без изменения числа базовых станций и количества сот для данной большой зоны сети, для модуляции 16QAM, внутри типовой соты:

1) для предложенного в параграфах 2.1 и 2.2.3 режима SU MIMO SM 4×16×4 C2+A2.3 по сравнению с режимом SU MIMO SM 4×16×4 C1.2+A1.2 (с простым выбором антенн на приеме), оценка увеличения зоны действия составила 18%;

2) для предложенного в параграфе 3.1 режима SU MIMO SM 4×8×4 C1.2+A3.1+ПЗ по сравнению с режимом SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме, оценка увеличения зоны действия составила 21%.

Заключение

Основные результаты проведенных исследований и разработок заключаются в следующем:

5) 1) Предложена новая функциональная схема комбинирования на приеме C2 с ограниченной в пределе при $N \rightarrow \infty$ аппаратной сложностью и алгоритм A2.3 вычисления ее параметров с ограниченной в пределе при $r \rightarrow \infty$ вычислительной сложностью. Выигрыш в помехоустойчивости для нового режима SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ C2+A2.3 на уровне $SER = 10^{-2}$ составил 1,9 дБ для модуляции 16QAM и 2 дБ для модуляции 64QAM по сравнению с известным режимом SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ C1.2+A1.2 (с простым выбором антенн на приеме).

2) Предложен алгоритм предсказания параметров канала ПЗ, позволяющий снять требование повторения кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной антенной решетки, и в результате эффективно применить выбор антенн на приеме в условиях нестационарного канала. Выигрыш в помехоустойчивости для нового режима SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.1+ПЗ по сравнению с известным режимом SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме составил на уровне $SER = 10^{-2}$: 2,5 дБ для модуляции 16QAM, и 3,5 дБ для модуляции 64QAM.

3) С помощью моделирования установлено, что при увеличении от 0 до 0,01 коэффициента K , характеризующего ошибку оценивания канала, выигрыш в помехоустойчивости от предложенных новых методов на уровне $SER = 10^{-2}$ не уменьшается по сравнению с выигрышем при $K = 0$.

4) Для системы SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ с функциональной схемой C1.2 разработан алгоритм выбора антенн A3.2, применяемый совместно с известными алгоритмами предсказания параметров радиоканала при условии повторения кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной антенной решетки. Для нового режима SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.2+П на уровне $SER = 10^{-2}$ верхняя граница выигрыша в помехоустойчивости по отношению к случаю

режима SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме составляет максимально 1,4 дБ для модуляции 16QAM и 1,8 дБ для модуляции 64QAM.

5) Для предложенного нового режима SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ C2+A2.3 по сравнению с известным режимом SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ C1.2+A1.2 (с простым выбором антенн на приеме) для модуляции 16QAM внутри типовой соты оценка увеличения зоны действия SU MIMO SM составила 18%.

б) Для предложенного нового режима SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.1+ПЗ по сравнению с режимом SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме для модуляции 16QAM внутри типовой соты оценка увеличения зоны действия SU MIMO SM составила 21%.

Перечень сокращений и условных обозначений

Сокращения:

<i>SU</i>	- Single User / Однопользовательская система
<i>MIMO SM $N \times M$</i>	- Multiple Input Multiple Output with Spatial Multiplexing $N \times M$ / Система с пространственным мультиплексированием каналов с N трактами передачи и M трактами приема
<i>SVD</i>	- Singular Value Decomposition / Стандартное сингулярное разложение матрицы
<i>ESPRIT</i>	- Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques / Определение параметров сигнала методом инвариантности к круговым преобразованиям
<i>SNR</i>	- Signal to Noise Ratio / Отношение сигнал/шум
<i>SER</i>	- Symbol Error Rate / Коэффициент ошибок на символ
<i>BLER</i>	- Block Error Rate / Коэффициент ошибок на блок
<i>МНК</i>	- Метод наименьших квадратов
<i>МСКО</i>	- Минимум среднеквадратического отклонения

Обозначения:

$X(3,4)$	- элемент матрицы X в строке 3 и столбце 4
$f(X, \mathbf{q})$	- матрица, составленная из выбранных строк матрицы X , указатели на выбранные номера строк даются положительными целыми числами - элементами вектора \mathbf{q}
$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} 0 \\ 3,5 \end{bmatrix} = [0; 3,5]$	- вектор-столбец из элементов 0 и 3,5
$\mathbf{a} = [\mathbf{q} \ \mathbf{p}]$	- составная вектор-строка из элементов векторов-строк \mathbf{q} и \mathbf{p}

“Н” в верхней позиции	- эрмитово сопряжение
“*” в верхней позиции	- комплексное сопряжение числа
I_K	- единичная матрица размерности $K \times K$
$\text{vec}(A)$	- вектор-столбец, составленный из всех столбцов матрицы A , поставленных друг под другом в порядке возрастания номера столбца
$\text{size}(a)$	- размерность вектора a
$\text{size}(\{\Phi\})$	- количество элементов в множестве $\{\Phi\}$
$[1:R]$	вектор-строка с элементами от 1 до R
$a - 4$	- вектор, полученный из вектора a вычитанием числа 4 из всех его элементов
$B \setminus a$	- вектор-строка с элементами вектора B , за исключением элементов вектора a (с удалением повторов)
$\text{roundup}(x)$	- оператор округления действительного числа x до ближайшего большего целого числа
$\mathbb{C}^{M \times N}$	- пример обозначения для множества матриц размерности $M \times N$ со всеми элементами – комплексными числами
$\mathcal{E}()$	- математическое ожидание

Список литературы

1. The Role of Small Cells, Coordinated Multi-point and Massive MIMO in 5G / V. Jungnickel, K. Manolakis, W. Zirwas et al. // IEEE Communications Magazine, special issue on 5G. - May, 2014. - P. 44-51.
2. Zirwas, W., Channel prediction for 4G radio systems. / W. Zirwas, M. Haardt // in Proceedings of 77th IEEE Vehicular Technology Conf. - 2013.
3. Аджемов, А.С. Теоретические границы и возможности их достижения в будущих инфокоммуникациях. / А.С. Аджемов // Электросвязь. - 2013. - №11. - С. 15-18.
4. Быховский, А.М. Гиперфазовая модуляция - оптимальный метод передачи сообщений в Гауссовских каналах связи / А.М. Быховский - М.: Техносфера, 2018. - 310 с.
5. Vannithamby, R. Towards 5G: applications, requirements & candidate technologies / R. Vannithamby, S. Talwar et al. - Chichester, West Sussex, United Kingdom John Wiley & Sons Ltd, 2017. - 421 p.
6. Osseiran, A. 5G Mobile Wireless Communication Technology / A. Osseiran, Monserrat J. F., Marsch P. - Cambridge University Press, 2016. - 401 p.
7. Plachy, J. Dynamic Resource Allocation Exploiting Mobility Prediction in Mobile Edge Computing / J. Plachy, Z. Becvar, E. C. Strinati // IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (IEEE PIMRC 2016) - 2016. - P. 1-6.
8. Kreher, R. LTE Signalling: Troubleshooting and Performance Measurement. 2nd edition. / R. Kreher, K. Gaenger - John Wiley & Sons Ltd, 2016. - 345 p.
9. Sesia, S. LTE – the UMTS Long Term Evolution: from Theory to Practice - S. Sesia, I. Toufik, M. Baker - John Wiley & Sons Ltd, 2011. - 721 p.
10. Dahlman, E. 4G, LTE-Advanced Pro and the Road to 5G. 3rd edition. / E. Dahlman, S. Parkvall, J. Skold - John Wiley & Sons Ltd, 2016. - 581 p.
11. Ahmadi, S. LTE Advanced: a Practical System Approach to Understanding 3GPP LTE Releases 10 and 11 Radio Access Technologies. / S. Ahmadi - John Wiley & Sons Ltd, 2014. - 1107 p.

12. Fundamentals of LTE. / A. Ghosh, J. Zhang, J.J. Andrews, R. Muhamed - John Wiley & Sons Ltd, 2011. - 383 p.
13. Hampton, J. R. Introduction to MIMO Communications / J. R. Hampton - UK, Cambridge University Press, 2014. - 288 p.
14. Поборчая, Н.Е. Оценка и компенсация искажений сигнала в приемном тракте систем с MIMO. / Н.Е. Поборчая, А.В. Пестряков // Электросвязь. - 2017. - № 12. - С. 42-48.
15. MIMO Wireless Communications / E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, N. V. Poor - Cambridge University Press New York, NY, USA, 2007. - 344 p.
16. Тартаковский, Г.П. Теория информационных систем. / Г.П. Тартаковский - М.: Физматкнига, 2005. - 304 с.
17. Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи: Базовые методы и характеристики. / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков - М.: Эко-Трендз, 2005. - 392 с.
18. Прокис, Дж. Цифровая связь. / Дж. Прокис. Пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского - М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.
19. Радиосистемы передачи информации. / В.А. Васин, В.В. Калмыков, Ю.Н. Себеки и др. - М.: Горячая линия - Телеком, 2015. - 472 с.
20. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. / Б. Скляр. Пер. с англ. под ред. А.В. Назаренко. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. - 1104с.
21. Telatar, Ì. E. Capacity of multiple-antenna Gaussian channels / Ì. E. Telatar // European Transactions on Telecommunications - Vol. 10. - No. 6. - November-December, 1999. - P. 585-595,
22. Быховский, М.А. Повышение помехоустойчивости систем MIMO за счет применения автовыбора антенн на базовой и абонентской станциях. / М.А. Быховский // Электросвязь. - 2011. - № 6. - С. 28-31.

23. Capacity of MIMO Systems With Antenna Selection / A. F. Molisch, M. Z. Win, Y-S. Choi et al. // IEEE Transactions on Wireless Communications. - Vol. 4 - No. 4 - July, 2005. - P. 1759-1772,
24. Gucluoglu, T. Performance analysis of transmit and receive antenna selection over flat fading channels / T. Gucluoglu, T. M. Duman // IEEE Trans. Wireless Commun. - Vol. 7. - No. 8. - Aug., 2008. - P. 3056-3065.
25. Gorokhov, A. Receive Antenna Selection for MIMO Spatial Multiplexing: Theory and Algorithms / A. Gorokhov, D.A. Gore, A.J. Paulraj // IEEE Transactions on Signal Processing. - Vol. 51. - No. 11. - November, 2003. - P. 2796-2807.
26. Zhang, X. Variable-Phase-Shift-Based RF-Baseband Codesign for MIMO Antenna Selection / X. Zhang, A. F. Molisch, S-Y. Kung // IEEE Transactions on Signal Processing. - Vol. 53. - No. 11. - November, 2005. - P. 4091-4103.
27. Love, D. J. Equal gain transmission in multiple-input multiple-output wireless systems / D. J. Love, R.W. Heath // IEEE Trans. Commun. - Vol. 51. - No.7. - Jul., 2003. - P. 1102-1110.
28. Iskander, M. F. Propagation prediction models for wireless communication systems / M. F. Iskander, Z. Yun // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. - Vol. 50. - No. 3. - Mar., 2002. - P. 662-673.
29. Analysis of multipath propagation in urban environment through multidimensional measurements and advanced ray tracing simulation / F. Fuschini, H. El-Sallabi, V. Degli-Esposti et al. // IEEE Trans. Antennas Propag. - Vol. 56. - No. 3. - Mar., 2008. - P. 848-857.
30. Winters, J. H. Smart Antennas for Wireless Systems / J. H. Winters // IEEE Personal Communications. - 1998. - P. 23-27.
31. Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communication Systems / R.B. Ertel, P. Cardieri, W. Kevin et al. // IEEE Personal Communications. - 1998. - P. 10-22.

32. Martin, U. Spatio-temporal radio channel characteristics in urban macrocells / U. Martin // in Proc. IEE Radar, Sonar and Navigation. - Vol. 145. - No. 1. - Feb., 1998. - P. 42-49.
33. Near- and far-field models for scattering analysis of buildings in wireless communications / Y.B. Ouattara, S. Mostarshedi, E. Richalot et al. // IEEE Trans. Antennas Propag. - Vol. 59. - No. 11. - Nov., 2011. - P. 4229-4238.
34. Durgin, G. Improved 3D ray launching method for wireless propagation prediction / G. Durgin, N. Patwari, T. S. Rappaport // Electron. Lett. - Vol. 33. - No. 16. - 1997. - P. 1412-1413.
35. The COST 259 directional channel model – I. Overview and methodology / A.F. Molisch, H. Asplund, R. Heddergott et al. // IEEE Trans. Wireless Commun., IEEE Transactions on Wireless Communications. - Vol. 5. - No. 12. – December, 2006. - P. 3421-3433.
36. Performance of LTE in a high-velocity environment: a measurement study / R. Merz, D. Wenger, D. Scanferla et al. // in Proceedings of the 4th Workshop on All Things Cellular: Operations, Applications, & Challenges. - ser. AllThingsCellular '14. - New York, NY, USA. - ACM, 2014. - P. 47-52.
37. 3GPP TR 25.943V14.0.0 Technical specification group radio access network, Deployment aspects (release 14) (<http://www.3gpp.org/> - Retrieved: 24.04.2017)
38. Тихонов, В.И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. - М.:Радио и связь, 1991. - 608 с.
39. Kalman, R.E. New approach to linear filtering and prediction problem. / R.E. Kalman // Trans. ASME, J. Basic Eng. - V.82. - No 1. - 1960. - P. 35-45.
40. Kalman, R.E. New results in linear prediction and filtering theory. / R.E. Kalman, R.S. Bucy // Trans. ASME, J. Basic Eng. - V.83D. - 1961 (March). - P. 95-108.
41. Бьюси, Р. Линейная и нелинейная фильтрация / Р. Бьюси // ТИИЭР. - 1970 - Т.58. - №6. - С. 6-17.

42. Браммер, К. Фильтр Калмана-Бьюси: детерминированное наблюдение и стохастическая фильтрация / К. Браммер, Г. Зиффлинг. Пер. с нем. под ред. И.Е. Казакова. - М.: Наука, 1982. - 198 с.
43. Аоки, М. Оптимизация стохастических систем. / М. Аоки - М.: Наука, 1971. - 424 с.
44. Дэвис, М.Х.А. Линейное оценивание и стохастическое управление/ М.Х.А. Дэвис. Пер. с англ. под ред. А.Н, Ширяева. - М.: Наука, 1984. - 208 с.
45. Крейнделин, В.Б. Новые методы обработки сигналов в системах беспроводной связи. / В.Б. Крейнделин - СПб.: Линк, 2009. - 272 с.
46. Chui, C. K. Kalman Filtering with Real Time Applications / C. K. Chui, G. Chen - Berlin: Springer, 1999. - 230 p.
47. Kalman interpolation filter for channel estimation of LTE downlink in high-mobility environments / Dai et al. // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. - 2012. - P. 1-14.
48. Channel estimation for OFDM with fast fading channels by modified Kalman filter / К.-Y. Han, S.-W. Lee, J.-S. Lim et al. // IEEE Trans. Consum. Electron. - 50(2). - 2004. - P. 443-449.
49. Растригин, Л.А. Системы экстремального управления / Л.А. Растригин - М.: Наука, 1974. - 632 с.
50. Tufvesson, F. Pilot assisted channel estimation for OFDM in mobile cellular systems / F. Tufvesson, T. Maseng // in Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference'97 3 Phoenix, Az. - 1997. - P. 1639-1643.
51. Hoecher, P. Pilot-symbol-aided channel estimation in time and frequency / P. Hoecher, S. Kaiser, P. Robertson // in Proc. of IEEE Global Telecommunications Conference'97 Communication Theory Mini-Conference, 3, Phoenix, Az. - 1997. - P. 90-96.
52. Haykin, S. Handbook on Array Processing and Sensor Networks / S. Haykin, K. J. R. Liu - Wiley-Blackwell, Hoboken, NJ, USA, 2010. - 904 p.
53. Iterative MIMO Detection and Channel Estimation Using Joint Superimposed and Pilot-Aided Training / O. Longoria-Gandara, R. Parra-Michel, R. Carrasco-

- Alvarez, E. Romero-Aguirre // Hindawi Publishing Corporation Mobile Information Systems. - Volume 2016. - Article ID 3723862. - 11 p.
54. Васильев, К.К. Математическое моделирование систем связи: учебное пособие / К.К. Васильев - Ульяновск: УлГТУ, 2008. - 170 с.
55. Комашинский, В.И. Системы подвижной радиосвязи с пакетной передачей информации. Основы моделирования. / В.И. Комашинский, А.В. Максимов - М.: Горячая линия - Телеком, 2007. - 176 с.
56. Zarrinkoub, H. Understanding LTE with MATLAB / H. Zarrinkoub - John Wiley & Sons Ltd, 2014. - 483 p.
57. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB / Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang et al. - John Wiley & Sons Ltd, 2010. - 431 p.
58. Поршнева, С.В. MATLAB 7. Основы работы и программирования. Учебник. / С.В. Поршнева - М.: Бином. Лаборатория знаний, 2006. - 320 с.
59. Кетков, А.Ю. Matlab 6.X. Программирование численных методов. / А.Ю. Кетков, М.М. Шульц, Ю.Л. Кетков - С-Пет.: БХВ-Петербург, 2004. - 662 с.
60. Jeruchim, M. Simulation of Communication Systems: Modelling, Methodology and Techniques. / M. Jeruchim, P. Balaban, K. Sam Shanmugan - Kluwer Academic Plenum Publishers, 2000. - 907 p.
61. Шелухин, О.И. Моделирование информационных систем. / О.И. Шелухин, А.М. Тенякшев, А.В. Осин // М.: Радиотехника, 2005 - 368 с.
62. Ильин, В. А. Линейная алгебра: Учебник для вузов 6-е изд., стер. / В. А. Ильин, Э.Г. Позняк - М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005. - 280 с.
63. Гантмахер, Ф.Р. Теория матриц./ Ф.Р. Гантмахер - М.: Наука, 1988. - 548 с.
64. Воеводин, В.В. Матрицы и вычисления. / В.В. Воеводин, Ю.А. Кузнецов - М.: Наука, 1984. - 320 с.
65. Хорн, Ч. Матричный анализ. / Ч. Хорн, Ч. Джонсон - М.: Мир, 1989. - 656 с.
66. Golub, G.H. Matrix Computations, 3rd edition / G.H. Golub, C.F.V. Loan - Baltimore, MD: Johns Hopkins Univ. Press, 1996. - 687 p.

67. Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов - М.: Радио и связь, 1982. - 624 с.
68. Левин, Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд., перераб. и доп. / Б.Р. Левин - М.: Радио и связь, 1989. - 656 с.
69. Севастьянов, Б.А. Курс теории вероятностей и математической статистики. / Б.А. Севастьянов - М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1982. - 256 с.
70. Lee, W.C.Y. Mobile Communications Engineering. Theory and Applications 2nd edition. / W.C.Y. Lee - New York: McGraw-Hill, 1997. - 689 p.
71. Jakes, W. C. Microwave Mobile Communications / W. C. Jakes - John Wiley and Sons, New York, 1994. - 656 p.
72. Финк, Л.М. Теория передачи дискретных сообщений, 2-е изд., переработанное, дополненное. / Л.М. Финк - М.: Советское радио, 1970. - 728 с.
73. Кловский, Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. / Д.Д. Кловский - М.: Радио и связь, 1982. - 304 с.
74. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. - 3-е изд. перераб. и доп. / А.Г. Зюко, А.И. Фалько, И.П. Панфилов и др. - М.: Радио и связь, 1985. - 272 с.
75. Радиосистемы передачи информации / И.М. Тепляков, Б.В. Роцин, А.И. Фомин, В.А. Вейцель - М.: Радио и связь, 1982. - 264 с.
76. Аповорич, А.Ф. Радиосистемы передачи информации. / А.Ф. Аповорич, В.А. Чердынцев - Минск: Вышэйшая школа, 1985. - 215 с.
77. Радиотехнические системы передачи информации: Учеб. пособие для вузов / В.А. Борисов, В.В. Калмыков, Я.М. Ковальчук и др. - М.: Радио и связь, 1990. - 304 с.
78. Гольденберг, Л.М. Цифровая обработка сигналов. / Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшкин, М.Н. Поляк - М.: Радио и связь, 1985. - 312 с.

79. Barbero, L.G. A fixed-complexity MIMO detector based on the complex sphere decoder / L.G. Barbero, J.S. Thompson // *Signal Processing Advances for Wireless Communications, Workshop.* - 2006. - P. 1-5.
80. Holma, H. *LTE for UMTS: Evolution to LTE-Advanced, 2nd Edition* / H. Holma, A. Toskala - John Wiley & Sons Ltd., 2011. - 576 p.
81. Крейнделин, В.Б. Метод демодуляции ММО высоких порядков без предварительного кодирования основанный на использовании параллельных вычислений / В.Б. Крейнделин, М.Ю. Старовойтов // 8-я отраслевая научная конференция - Москва. - Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2014. - Том 8. - №12. - С. 32-34.
82. 3GPP TS 36.211 Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation. (<http://www.3gpp.org/> - Retrieved: 23.08.2017)
83. 3GPP TS 23.107: "QoS Concept and Architecture". (<http://www.3gpp.org/> - Retrieved: 11.01.2018)
84. Roy, R. Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques / R. Roy, T. Kailath // *IEEE Trans. ASSP*, ASSP-37(7). - July, 1989. - P. 984-995.
85. Prediction of future fading based on past measurements / J. Andersen, J. Jensen, S. Jensen et al. // in *Proc. VTC.* - Sept., 1999. - P. 151–155.
86. Модифицированный алгоритм пространственного разрешения источников радиоизлучения sds-MUSIC, работающий при многолучевом распространении стгналов. / С.С. Аджемов, Г.О. Бокк, А.Г. Зайцев и др. // *Радиотехника.* - 2003. - № 11. - С. 80.
87. Bermudez, J. Simulation Study on DOA Estimation using ESPRIT Algorithm / J. Bermudez, R.C. Chin // *Processing of the World Congress on Engineering and Computer Science 2009 San Francisco, USA.* - Vol I. - October, 2009. - P. 431-436.
88. Godara, L.C. Limitations and capabilities of directions of arrival estimation techniques using an array of antennas: a Mobile communications perspective / L.C. Godara // *proceedings of IEEE.* - 1996. - P. 327-333.

89. Gross, F. Smart antennas for wireless communications / F. Gross - McGraw Hill. New York, 2005. - 288 p.
90. Duel-Hallen, A. Long-range prediction of fading signals / A. Duel-Hallen, S. Hu, H. Hallen // IEEE Signal Proc. Mag. - May, 2000. - P. 62-75.
91. Semmelrodt, S. Investigation of different fading forecast schemes for flat fading radio channels / S. Semmelrodt, R. Kattenbach // In Vehicular Technology Conference, 2003. - VTC 2003. - Fall, 2003. - Volume 1. - P. 149-153.
92. Three Decades of Driver Assistance Systems Review and Future Perspectives / K. Bengler, K. Dietmayer, B. Färber et al. // IEEE Intelligent Transportation Systems Magazine. - Vol. 6. - No. 4. - Winter, 2014. - P. 6-22
93. Jhumat, S. Techniques to estimate vehicle speed / S. Jhumat, R.K. Purwar // International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering. - Vol. 3. - Issue 6. - June, 2014. - P. 6875-6878.
94. Vlacic, L. Intelligent Vehicle Technologies. Theory and Applications / L. Vlacic - Butterworth-Heinemann, 2001. - 495 p.
95. Lantos, B. Nonlinear Control of Vehicles and Robots / B. Lantos, L. Marton - John Wiley & Sons Ltd, 2016. - 455 p.
96. Time-Differentiated Carrier-Phases Technique for precise GNSS Velocity Estimation / P. Freda, A. Angrisano, S. Gaglione, S. Troisi // GPS Solutions, 2014.
97. Van Graas, F. Precise Velocity Estimation using a Standalone GPS Receiver / F. Van Graas, A. Soloviev // proceedings of the ION NTM 2003, Institute of Navigation, Anaheim, California. - January, 22-24, 2003. - P. 283-292.
98. Vehicle Localization using Cooperative RF-based Landmarks / H. Kloeden, D. Schwarz, M. Erwin et al. // IEEE Intelligent Vehicles Symposium. - 2011. - P. 387-392.
99. Love, D. J. Limited Feedback Unitary Precoding for Spatial Multiplexing Systems / D.J. Love, R.W. Heath // IEEE Transactions on Information Theory. - Vol. 51. - No. 8. - August, 2005. - P. 2967-2976,

100. Волчков, В.П. Исследование эффективности алгоритмов перекодирования для систем ММО. / В.П. Волчков, А.А. Шурахов // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. - 2011. - Т. 2. - № 3. - С. 81-83.
101. Крейнделин, В.Б. Двухэлементное линейное прекодирование для системы ММО с пространственным мультиплексированием / В.Б. Крейнделин, М.Ю. Старовойтов // Цифровая Обработка Сигналов. - №2. - 2015. - С. 53-59.
102. Крейнделин, В.Б. Линейный прекодинг для систем связи ММО с пространственным мультиплексированием, улучшающий помехоустойчивость. / В.Б. Крейнделин, М.Ю. Старовойтов // Международная научно-техническая конференция INTERMATIC: матер. конф. - Москва, МИРЭА. - 2014. - часть 5. - С.225-228.
103. Старовойтов, М.Ю. Применение табличных вычислений для модификации линейного прекодирования по кодовой книге для системы ММО 2x2 с пространственным мультиплексированием. / М.Ю. Старовойтов // Международная научно-техническая конференция INTERMATIC: матер. конф. - Москва, МИРЭА. - 2015. - часть 5. - С.176-178.
104. Andrews, J.G. A tractable approach to coverage and rate in cellular networks / J. G. Andrews, F. Baccelli, R.K. Ganti // IEEE Transactions on Communications. - Vol. 59. - 2011. - P. 3122-3134.
105. Mukherjee, S. Distribution of downlink SINR in heterogeneous cellular networks / S. Mukherjee // Selected Areas in Communications, IEEE Journal. - Vol. 30. - No. 3. - April, 2012. - P. 575-585.
106. Downlink coverage analysis in a heterogeneous cellular network / P. Madhusudhanan, J.G. Restrepo, Y. Liu et al. // in 2012 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). - 2012. - P. 4170-4175.

107. Downlink coverage probability in MIMO HetNets with flexible cell selection / A.K. Gupta, H.S. Dhillon, S. Vishwanath et al. // in 2014 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). - 2014. - P. 1534-1539.
108. Старовойтов, М.Ю. Предсказание характеристик канала MIMO и алгоритм выбора антенн на приеме при движении линейной антенной решетки / М.Ю. Старовойтов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2017. - Том 11. - №2. - С. 56-62.
109. Крейнделин, В.Б. Повышение помехоустойчивости системы связи MIMO с пространственным мультиплексированием методом додетекторного сложения / В.Б. Крейнделин, М.Ю. Старовойтов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2017. - Том 11. - №4. - С. 4-13.
110. Старовойтов, М.Ю. Изучение пределов помехоустойчивости нестационарного канала MIMO с выбором антенн на приеме / М.Ю. Старовойтов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2017. - Том 11. - №8. - С. 63-68.
111. Старовойтов, М.Ю. Увеличение зоны действия режима MIMO4x4 для быстро движущегося приемника / М.Ю. Старовойтов // Международная научно-техническая конференция INTERMATIC: матер. конф. - Москва, МИРЭА. - 2017. - часть 4. - С.1057-1060.
112. Крейнделин, В.Б. Предсказание параметров радиоканала и выбор антенн на приеме в системах MIMO, работающих в стандарте LTE / В.Б. Крейнделин, М.Ю. Старовойтов // Электросвязь. - 2017. - №12. - С. 22-27.

Приложение 1. Таблица буквенно-цифровых обозначений для всех методов, рассмотренных в работе

Таблица 11. Соответствие обозначений для методов, функциональных схем и алгоритмов

Метод	Функциональная схема	Алгоритм
С1.1+А1.1 в параграфе 1.2.1	С1.1 - известная функциональная схема линейного комбинирования общего вида. Пример: рисунок 3 для системы $4 \times 16 \times 4$.	А1.1 - известный алгоритм комбинирования; матрица F из формулы (15).
С1.2+А1.2 в параграфе 1.2.2	С1.2 - известная функциональная схема с простым выбором антенн. Пример: рисунок 7 для системы $4 \times 16 \times 4$.	А1.2 - известный алгоритм комбинирования; построение по правилу () матрицы F , соответствующей вектору d из формулы (21)
С1.3+А1.3 в параграфе 1.2.3	С1.3 - известная функциональная схема линейного комбинирования без усилителей мощности. Пример: рисунок 9 для системы $4 \times 16 \times 4$.	А1.3 - известный алгоритм комбинирования; матрица $F = F_0$ из формулы ()
С2+А2.1 в параграфе 2.2.1	С2 - новая функциональная схема линейного комбинирования. Пример: рисунок 12 для системы $4 \times 16 \times 4$.	А2.1 - новый алгоритм комбинирования; построение по правилам (40)-(41) матрицы F , соответствующей векторам $A_{opt}, b_{opt}, \alpha_{opt}$ из решения оптимизационной задачи (43).
С2+А2.2 в параграфе 2.2.2	С2	А2.2 - новый алгоритм комбинирования; построение матрицы F согласно логической схеме (45)
С2+А2.3 в параграфе 2.2.3	С2	А2.3 - новый алгоритм комбинирования; построение матрицы F согласно логической схеме (46)

С1.2+А3.1+ПЗ в параграфе 3.1	С1.2	<p>А3.1 – новый алгоритм комбинирования; построение по правилу () матрицы F, соответствующей вектору d из формулы (21).</p> <p>ПЗ – новый алгоритм предсказания характеристик канала; совокупность равенств (49), (50) при условии обновления значений в матрице \dot{H} согласно равенствам (52), (53).</p>
С1.2+А3.2+П в параграфе 3.2	С1.2	<p>А3.2 – новый алгоритм комбинирования; построение по правилу () двух разных матриц F, соответствующих векторам d_1 и d_2 из формулы (56).</p> <p>П – известные алгоритмы предсказания характеристик канала; описаны в параграфах 1.3.1 и 1.3.2.</p>

Приложение 2. Обоснование выбора параметров численного моделирования и сравнения характеристик помехоустойчивости

В стандарте 3GPP даются рекомендации по определению параметров качества для набора сервисов, отнесенных к одному из четырех основных классов сервиса (QoS): Conversational, Streaming, Interactive, Background [83]. Для класса “QoS Streaming”, обычно ассоциируемого с сервисом потокового скачивания данных с гарантиями на максимальные задержки, даются стандартные наборы уровней потерь битов и блоков: $Residual\ BER = 5 \cdot 10^{-2}, 10^{-2}, 5 \cdot 10^{-3}, \dots$ и $SDU\ error\ ratio = 10^{-1}, 10^{-2}, 7 \cdot 10^{-3}, \dots$. Исходя из этого, упрощенные численные характеристики помехоустойчивости системы в компьютерном моделировании в главах 2,3,4,5 мы будем давать для коэффициента ошибок на символ SER (аналога $Residual\ BER$ в стандарте 3GPP) - для уровня $SER = 10^{-2}$, и для коэффициента ошибок по информационным блокам $BLER$ (аналога $SDU\ error\ ratio$ в стандарте 3GPP) - для уровня $BLER = 10^{-1}$ [83]. Заметим, что конкретное значение выбранного уровня SER или $BLER$ для упрощения численного описания и сравнения алгоритмов не столь существенно; при необходимости задача выведения уровня SER или $BLER$ на любые меньшие чем 10^{-2} и 10^{-1} значения стандартно решается путем применения помехоустойчивого кодирования с достаточно большой длиной кода [13]-[20].

Для создания графиков характеристик помехоустойчивости в главах 1-4 данной работы для каждого значения SER производились 20000 независимых экспериментов по схеме Монте-Карло, в каждом из которых генерировались случайные реализации всех членов линейного уравнения модели системы (1). Приведем экспериментальное обоснование достаточности 20000 испытаний для обеспечения необходимой точности определения точки пересечения графика помехоустойчивости с линией уровня $SER = 10^{-2}$.

Рассмотрим классическую систему SU MIMO $N \times r \times M$ SM, формально описываемую формулой (1) при $r = N$ и $\mathbf{F} = \mathbf{I}_N$. Выберем демодуляцию 16QAM. Для 16QAM демодуляция в главах 1-4 проводилась по критерию максимального

правдоподобия [13]-[20] при отсутствии помехоустойчивого кодирования: $\hat{\mathbf{x}} = \underset{\mathbf{x} \in \mathbb{X}}{\operatorname{argmin}}(|\mathbf{y} - \mathbf{H} \cdot \mathbf{x}|^2)$, где $\hat{\mathbf{x}}$ - оценка вектора \mathbf{x} передаваемых символов из дискретного набора \mathbb{X} , и обозначения векторов и матриц соответствуют модели (1).

В предварительных экспериментах приблизительно определим значение \widehat{SNR} , при котором график помехоустойчивости пересекает линию уровня $SE_R = 10^{-2}$.

Проведем серию испытаний Монте-Карло [60], [61]. В каждом из 5000 испытаний серии для одного значения $SNR = \widehat{SNR}$ будут производиться $n = 20000$ независимых экспериментов, в каждом из которых будут генерироваться случайные реализации всех членов уравнения модели (1).

Введем целочисленный случайный вектор \mathbf{a} размерности 5000, содержащий счетчик общего количества событий, состоящих в неудачной демодуляции комплексного символа на приеме, для каждой серии экспериментов. До начала первой серии экспериментов $\mathbf{a}(i) = \mathbf{0}$.

Далее:

В каждой i -й серии, $i = 1, 2, \dots, 5000$, при фиксированном i : для возрастающей последовательности номеров экспериментов $j = 1, 2, \dots, 20000$:

$$\mathbf{a}(i) = \begin{cases} \mathbf{a}(i), & \text{если оба символа демодулированы верно;} \\ \mathbf{a}(i) + 1, & \text{если один символ демодулирован неверно;} \\ \mathbf{a}(i) + 2, & \text{если оба символа демодулированы неверно.} \end{cases}$$

После окончания серии из 5000 испытаний, то есть по достижении значения индексов $i = 5000$ и $j = 20000$, проведем анализ полученных данных.

Из общей теории известно, что в экспериментах Монте-Карло для модели (1) случай неудачного приема символа - это случайное событие с малой вероятностью p [60]. Вектор математических ожиданий частоты ошибок демодуляции символа в сериях: $\mathbf{S}(i) = \mathbf{a}(i) / (N \cdot n)$, $i = 1, 2, \dots, 5000$, где N - размерность вектора \mathbf{x} в модели (1), а $n = 20000$. Каждый элемент вектора \mathbf{S} - независимая случайная величина, и все эти величины распределены одинаково по закону Бернулли, при

этом для любого $i = 1, 2, \dots, 5000$: $\mathbf{S}(i) \approx p$. Огибающей для дискретной функции распределения закона Бернулли является кривая нормального распределения: для любого $i = 1, 2, \dots, 5000$ [69]:

$$p(\mathbf{S}(i)) \sim \mathcal{CN}(p; \sigma) \quad (61)$$

Поставим задачу найти оценку дисперсии σ нормального распределения в ((61). По методу максимального правдоподобия, оценка среднего и оценка дисперсии [67]-[69]:

$$\hat{p} = \frac{1}{5000} \cdot \sum_{i=1}^{600} \mathbf{S}(i), \hat{\sigma} = \frac{1}{5000} \cdot \hat{p} \cdot (1 - \hat{p}) \quad (62)$$

Как известно, для $\mathbf{S}(i)$ - оценки истинного значения p в каждом единичном испытании, справедлива система неравенств для доверительного интервала [69]:

$$\mathbf{S}(i) - z_{\alpha} \cdot \hat{\sigma} / \sqrt{1} \leq p \leq \mathbf{S}(i) + z_{\alpha} \cdot \hat{\sigma} / \sqrt{1}, \quad (63)$$

где $(1 - \alpha)$ – “доверительная вероятность” а коэффициент z_{α} находится по таблицам распределения Стьюдента. Число $\sqrt{1}$ оставлено в знаменателе, чтобы подчеркнуть, что рассматривается серия из одного наугад выбранного испытания. Нас будет интересовать доверительная вероятность 0,95 ($\alpha = 0,05$), тогда $z_{\alpha} = 1,96 \approx 2$, и для случая наших испытаний оценка (63) на уровне доверия 0,95 приобретает вид:

$$\mathbf{S}(i) - 2 \cdot \hat{\sigma} \leq p \leq \mathbf{S}(i) + 2 \cdot \hat{\sigma}$$

На рисунке 36 проиллюстрированы полученные в двух разных сериях из 5000 испытаний каждое характеристики функций распределения для $\mathbf{S}(i)$.

По рисунку 36 можно выдвинуть гипотезу, что оба распределения являются нормальными. Эта гипотеза была проверена и подтверждена, полученные распределения с доверительной вероятностью не менее 0,95 могут считаться нормальными согласно проведенному χ^2 -тесту [69]. Из рисунка 36 также видно, что оценка \hat{p} из формулы (62) оказалась с высокой степенью точности близка к требуемому значению 10^{-2} , что подтверждает качество изначально выбранного значения \widehat{SNR} для проведения тестов.

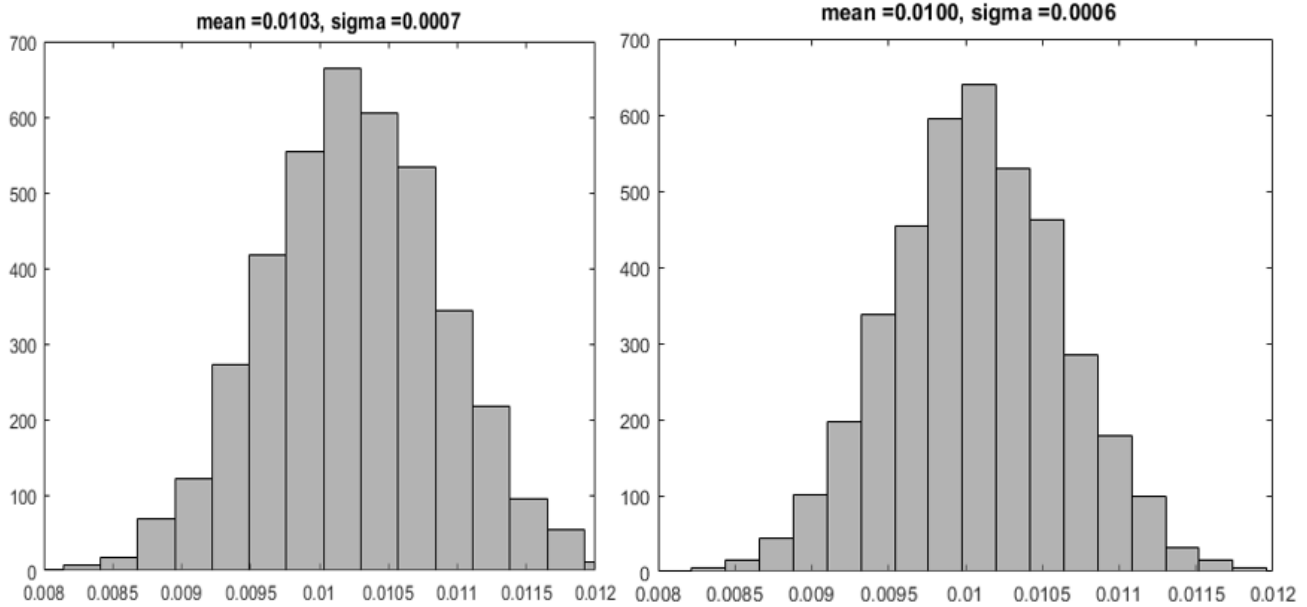


Рисунок 36. Распределение $p(\mathcal{S}(i))$ для SU MIMO SM 2×2 (рисунок слева) и для SU MIMO SM 4×4 (рисунок справа) для демодуляции 16QAM.

Таблица 12. Оценка дисперсии и доверительных интервалов для двух серий испытаний, показанных на рисунке 36

Режим SU MIMO SM 16QAM:	Оценка \hat{p}	Оценка $\hat{\sigma}$	Оценка p по среднему $\overline{SNR} = \mathcal{S}(1)$ в единственном испытании из 20000 экспериментов. В симметричном доверительном интервале с довер. вероятностью не менее 0,95:
2x2	0,0103	0,0007	$\hat{p} - 0,0014 \leq p \leq \hat{p} + 0,0014$
4x4	0,0100	0,0006	$\hat{p} - 0,0012 \leq p \leq \hat{p} + 0,0012$

Предположим, задана полученная в эксперименте абсцисса пересечения графика помехоустойчивости с линией уровня $SER = 10^{-2}$ - обозначим ее \hat{q} . Оценим границы отклонения оценки $\pm \hat{q}$ от истинного значения q . Для выполнения этой задачи нужно учесть угол наклона кривой помехоустойчивости на уровне $SER = 10^{-2}$ (он известен с большой степенью точности, из нашей работы и из других работ), и перевести данные о доверительном интервале для параметра p на вертикальной оси графика (последний столбец таблицы 12) в оценку доверительного интервала определения параметра q на горизонтальной оси графика. Однако порядок величин в последнем столбце таблицы 12 позволяют

сразу заключить, что доверительный интервал составит не выйдет за пределы $\pm 0,005$ дБ.

Помимо статистической погрешности, рассмотренной выше, возможно указать причину более значимого возможного отклонения \hat{q} от истинного значения q : это ошибка приближения гладкой кривой истинного графика помехоустойчивости отрезками ломаной экспериментального графика. В экспериментах в данной работе расстояние между соседними точками экспериментального графика на горизонтальной оси SNR везде составляют 2 дБ. По графикам помехоустойчивости, полученным в данной работе, нетрудно сделать грубую оценку сверху для максимального отклонения \hat{q} от q , вызванного ошибкой приближения отрезками ломаной:

$$\hat{q} - 0,1 \text{ дБ} \leq q \leq \hat{q} + 0,1 \text{ дБ}.$$

Итак, в главах 1-4 данной работы: будем считать погрешность определения разности между абсциссами точек пересечения двух кривых помехоустойчивости с линией уровня $SER = 10^{-2}$ - не превышающей $0,1 + 0,1 = 0,2$ дБ.

Приложение 3. RQ-разложение матрицы и оценка его вычислительной сложности

Пусть дана комплексная матрица $A \in \mathbb{C}^{M \times N}$, $M \geq N$. Стандартное QR-разложение [62]-[65] для матрицы A , имеющей полный столбцовый ранг равный N :

$$A = QR, \quad (64)$$

где $Q \in \mathbb{C}^{M \times N}$, $Q^H Q = I_N$; $R \in \mathbb{C}^{N \times N}$, квадратная матрица R - содержит не равные нулю элементы лишь на главной диагонали и на местах выше главной диагонали, то есть является “верхней треугольной”.

Выпишем выражения для стандартных разложений LQ и RQ.

Пусть дана комплексная матрица A , $A \in \mathbb{C}^{M \times N}$, $M \leq N$. Стандартное LQ-разложение для матрицы A , имеющей полный строчный ранг равный M , получается следующим образом. Сначала находится QR-разложение (64) для комплексно-сопряженной матрицы полного столбцового ранга $A^H \in \mathbb{C}^{N \times M}$, $M \leq N$: $A^H = QR$, а затем результат комплексно сопрягается: $A = (A^H)^H = R^H Q^H = \mathcal{L}\check{Q}$. Здесь матрица $\check{Q} = Q^H \in \mathbb{C}^{M \times N}$; $\check{Q}\check{Q}^H = I_M$, а матрица $\mathcal{L} = R^H \in \mathbb{C}^{M \times M}$ представляет из себя “нижнюю треугольную” матрицу, с собственными значениями матрицы A на главной диагонали, и со всеми нулями на местах выше главной диагонали.

Выведем стандартное RQ-разложение для матрицы A полного строчного ранга M , $A \in \mathbb{C}^{M \times N}$, $M \leq N$. Определим действительную матрицу $\sqrt{I_M} \in \mathbb{R}^{M \times M}$ - с единицами на второй длиннейшей диагонали, пересекающей главную, и с нулями на остальных местах; очевидно, $\sqrt{I_M} \cdot \sqrt{I_M} = I_M$, и $\sqrt{I_M}$ - унитарна. Умножение некоторой квадратной матрицы $M \times M$ слева на $\sqrt{I_M}$ равносильно перестановке строк этой матрицы симметрично относительно оси, проходящей через геометрический центр квадратной матрицы горизонтально, а умножение справа на $\sqrt{I_M}$ равносильно перестановке столбцов этой матрицы симметрично относительно оси, проходящей через геометрический центр квадратной матрицы вертикально.

Произведем выведенное выше стандартное LQ-разложение матрицы $\sqrt{I_M}A$: $\sqrt{I_M}A = \mathcal{L}Q$. Тогда тождество $A = \sqrt{I_M} \cdot \sqrt{I_M}A = \sqrt{I_M}\mathcal{L}\sqrt{I_M} \cdot \sqrt{I_M}Q = \tilde{\mathcal{R}}\tilde{Q}$ – представляет из себя искомое, с матрицей $\tilde{Q} = \sqrt{I_M}Q \in \mathbb{C}^{M \times N}$; $\tilde{Q}\tilde{Q}^H = I_M$ и с верхней треугольной (полученной из нижней треугольной с помощью двух осевых отражений квадрата) матрицей $\tilde{\mathcal{R}} = \sqrt{I_M}\mathcal{L}\sqrt{I_M} \in \mathbb{C}^{M \times M}$. Итак, стандартное QR-разложение для матрицы A :

$$A = \tilde{\mathcal{R}}\tilde{Q} \quad (65)$$

Количество комплексных умножений, необходимых для выполнения QR-разложения квадратной матрицы размерности $N \times N$ с применением метода Грама-Шмидта [66], дается формулой:

$$N^2(N + 1)/2 \quad (66)$$

Из изложения в этом параграфе следует, что то же количество комплексных умножений (66) необходимо и для выполнения разложений LQ и RQ.

Детерминант квадратной матрицы размерности $N \times N$ возможно найти с помощью выполнения QR- либо RQ- разложения матрицы с последующим нахождением произведения N чисел на диагонали матрицы \mathcal{R} [66]. Таким образом, количество комплексных умножений, необходимых для нахождения детерминанта матрицы $N \times N$, получается прибавлением к выражению (66) числа $(N - 1)$; введем для этого выражения отдельное обозначение \mathcal{D} :

$$\mathcal{D} = \frac{N^2(N + 1)}{2} + (N - 1) \quad (67)$$

Приложение 4. Вспомогательная задача

До формулирования Вспомогательной задачи проведем предварительные действия. Пусть дана квадратная невырожденная матрица \mathbf{G} размерности $N \times N$. Применим к ней стандартное RQ-разложение (65): $\mathbf{G} = \mathbf{RQ}$, где \mathbf{R} - матрица с ненулевыми элементами на главной диагонали и с нулями на позициях элементов ниже главной диагонали, а \mathbf{Q} - унитарна.

Обозначим $\tilde{\mathbf{G}}$ - матрицу, полученную из \mathbf{G} заменой вектора в 1-й строке:

$$\mathbf{f}(\tilde{\mathbf{G}}, [2:N]) = \mathbf{f}(\mathbf{G}, [2:N]), \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{G}}, 1) \neq \mathbf{f}(\mathbf{G}, 1).$$

Для матрицы $\tilde{\mathbf{G}}$ будет верно RQ-разложение с той же матрицей \mathbf{Q} , но с матрицей $\tilde{\mathbf{R}}$, отличающейся от матрицы \mathbf{R} лишь первой строкой:

$$\tilde{\mathbf{G}} = \tilde{\mathbf{R}}\mathbf{Q}, \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{R}}, [2:N]) = \mathbf{f}(\mathbf{R}, [2:N]), \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{R}}, 1) \neq \mathbf{f}(\mathbf{R}, 1).$$

В частности, элементы на главной диагонали матриц \mathbf{R} и $\tilde{\mathbf{R}}$ будут отличаться лишь в первом элементе: $\tilde{\mathbf{R}}(1,1) \neq \mathbf{R}(1,1)$. Для них верно:

$$\mathbf{R}(1,1) = \mathbf{G}(1,:) \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1))^H, \tilde{\mathbf{R}}(1,1) = \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{G}}, 1) \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1))^H.$$

Определитель матрицы после RQ разложения равен произведению элементов на главной диагонали \mathbf{R} . Отсюда следует:

$$\frac{|\det(\tilde{\mathbf{G}})|}{|\det(\mathbf{G})|} = \frac{|\tilde{\mathbf{R}}(1,1)|}{|\mathbf{R}(1,1)|} = \frac{|\mathbf{f}(\tilde{\mathbf{G}}, 1) \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1))^H|}{|\mathbf{f}(\mathbf{G}, 1) \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1))^H|} \quad (68)$$

Вспомогательная задача:

Дана невырожденная матрица \mathbf{G} размерности $N \times N$ и два произвольных вектора \mathbf{z}_1 и \mathbf{z}_2 , соразмерные строкам \mathbf{G} и не пропорциональные 1-й строке матрицы \mathbf{G} . Допустим, что есть возможность к первой вектор-строке матрицы \mathbf{G} прибавить вектор вида $e^{i2\pi\alpha_s}\mathbf{z}_s, s = 1:2$, и составить матрицу $\tilde{\mathbf{G}}$: $\mathbf{f}(\tilde{\mathbf{G}}, [2:N]) = \mathbf{f}(\mathbf{G}, [2:N]), \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{G}}, 1) = \mathbf{f}(\mathbf{G}, 1) + e^{i2\pi\alpha_s}\mathbf{z}_s$.

Найти: индекс s и действительное число $0 \leq \alpha_s < 1$ - такие, чтобы модуль определителя $|\det(\tilde{\mathbf{G}})|$ был максимальным:

$$\left[s_{opt} \alpha_{s_{opt}} \right] = \underset{\substack{s \in [1,2], \\ \alpha_s \in [0...1]}}{\operatorname{argmax}} (|\det(\tilde{\mathbf{G}})|)$$

Решение Вспомогательной задачи:



1) Получаем RQ-разложение:

$$\mathbf{G} = \mathbf{RQ} \quad (69)$$

2) Выбираем индекс s :

$$s_{opt} = \underset{s \in [1,2]}{argmax} (|\mathbf{z}_s \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1))^H|) \quad (70)$$

То есть выбираем вектор $\mathbf{z}_{s_{opt}}$, модуль проекции которого на орт $\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1)$ максимален.

3) Для s_{opt} определяем наилучший коэффициент α_s .

$$\mu = e^{i2\pi\alpha_{s_{opt}}} = \frac{(\mathbf{f}(\mathbf{G}, 1) \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1))^H)}{(\mathbf{z}_{s_{opt}} \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1))^H)}, \quad (71)$$

$$\alpha_{s_{opt}} = \frac{1}{2\pi i} \ln \left(\frac{\mu}{|\mu|} \right),$$

где \ln – логарифм по основанию экспонента.



Доказательство оптимальности указанной процедуры решения (69-71):



Согласно равенствам (68), задача сводится к максимизации модуля отношения: $\frac{|(\mathbf{f}(\mathbf{G}, 1) + e^{i2\pi\alpha_s} \mathbf{z}_s) \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1))^H|}{|\mathbf{f}(\mathbf{G}, 1) \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1))^H|}$.

До применения операции определения модуля, в числителе после раскрытия скобок, два слагаемых: $\mathbf{f}(\mathbf{G}, 1) \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1))^H$ и $e^{i2\pi\alpha_s} \mathbf{z}_s \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1))^H$ - это пара комплексных чисел, фиксированное и искомое. Чтобы сделать модуль суммы комплексных чисел максимальным, нужно взять максимальное по модулю искомое число (см. уравнение (70) в решении) и подобрать коэффициент, делающий на двумерной комплексной плоскости вектор $e^{i2\pi\alpha_s} \mathbf{z}_s \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1))^H$ сонаправленным с вектором $\mathbf{f}(\mathbf{G}, 1) \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1))^H$ (см. уравнение (71) в решении).



Нахождение пары $\left[s_{opt} \alpha_{s_{opt}} \right]$ для любой другой, кроме 1-й, строки матрицы \mathbf{G} не представляет труда.

Например, для 2-й строки: составляем матричное произведение \mathbf{PG} , где матрица \mathbf{PG} отличается от \mathbf{G} только порядком строк, притом $\det(\mathbf{PG}) = \det(\mathbf{G})$.

Здесь $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \mathbf{0} \\ 1 & 0 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I}_{N-2} \end{bmatrix}$ - матрица, отвечающая за перестановку в \mathbf{G} местами

1-й и 2-й строк; это ортогональная матрица размерности $N \times N$, содержащая в каждой строке и в каждом столбце ровно одну единицу.

Далее полностью повторяем решение Вспомогательной задачи для матрицы \mathbf{PG} , и в конце учитываем, что пара $\left[s_{opt} \alpha_{s_{opt}} \right]$ найдена для второй строки:

$$\tilde{\mathbf{G}} = \mathbf{G}; \tilde{\mathbf{G}}(2, :) = \mathbf{f}(\mathbf{G}, 2) + e^{i2\pi\alpha_{s_{opt}} \cdot \mathbf{z}_{s_{opt}}}.$$

Если в постановке Вспомогательной задачи разрешить прибавление $e^{i2\pi\alpha_s \mathbf{z}_s}$ к любой из N строк матрицы \mathbf{G} , то нужно, применив N раз вышеописанные $\{\mathbf{P}$ -перестановку и решение Вспомогательной задачи}, найти пару $\left[s_{opt} \alpha_{s_{opt}} \right]_w$, $w = 1 \dots N$ для каждой из N строк, и выбрать ту, которая дает для матрицы $\tilde{\mathbf{G}}$ максимальный определитель.

Приложение 5. Реализация алгоритма А2.3 из параграфа 2.2.3 и оценка его вычислительной сложности

Введем обозначение: $\Psi(\mathbf{G}, c)$ - это функция, меняющая местами строки c и 1 некоторой квадратной матрицы \mathbf{G} размерности $N \times N$, и для такой матрицы вычисляющая вектор-строку $\mathbf{q} = \mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1)$, где унитарная матрица \mathbf{Q} взята из RQ-разложения (65) матрицы \mathbf{G} .

Алгоритм реализации процедуры (46):



% Шаг 0 в (46):

$$\mathbf{A}_{subopt} = \underset{\substack{\{A\} \\ \mathbf{b}=\mathbf{0}}}{\operatorname{argmax}} \left(\left| \det \left(\mathbf{f}(\hat{\mathbf{H}}, \mathbf{A})^H \cdot \mathbf{f}(\hat{\mathbf{H}}, \mathbf{A}) + \mathbf{I}_N \right) \right| \right); \% \textcircled{1}$$

% для сокращения записи, далее зафиксируем $\mathbf{A} = \mathbf{A}_{subopt}$

$\mathbf{F} = \mathbf{0}_{N \times r}$; *% нулевая матрица размерности $N \times r$*

for $i = 1:N$

$\mathbf{F}(i, \mathbf{A}(i)) = 1$; *% см. (40)*

end

% Инициализация:

$\mathbf{E} = \mathbf{0}_{r \times N}$; *% нулевая матрица размерности $r \times N$*

$\mathbf{b} = [1:N] \cdot \mathbf{0}$; *% нулевой вектор размерности N*

$\boldsymbol{\alpha} = [1:N] \cdot \mathbf{0}$; *% нулевой вектор размерности N*

$\mathbf{e}_{restr} = \emptyset$;

$\mathbf{b}_{restr} = \mathbf{A}$;

% Итерации Шаг 1,2, ..., N в (46):

FOR ШАГ = 1:N

$\mathbf{L} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{H}}$; *% $\textcircled{2}$*

for $n = 1:N$

if ($n \in \mathbf{e}_{restr}$)

else

$\mathbf{q} = \Psi(\mathbf{L}, n)$; *% $\textcircled{3}$ вектор-строка размерн. N ; см. (69) в Прилож. 4*

```

u = f(L, n) · qH; % 4 комплексное число
end
for p = 1:r
    if OR(p ∈ brestr, n ∈ erestr)
        E(p, n) = 0;
    else
        E(p, n) = f(Ĥ, p) · qH / u; % 5 комплексное число
    end
end
end

Eabs = |E|; % матрица из модулей всех элементов комплексной матрицы E
[p̂, n̂] = argmaxp,n(Eabs);
% определяется номер строки и номер столбца максимального значения в
% матрице Eabs; см. (70) в Приложении 4
if Eabs(p̂, n̂) ≤ 1
    GOTO END; % переход на метку END – выход из внешних циклов
else
    end
b(n̂) = p̂;
erestr = [erestr n̂];
brestr = [brestr p̂];
μ = 1 / E(p̂, n̂);
α(n̂) =  $\frac{1}{2\pi i} \ln(\mu / |\mu|)$ ; % см. (71) в Приложении 4
F(n̂, A(n̂)) =  $\frac{1}{\sqrt{2}}$ ; % см. (41)
F(n̂, p̂) =  $\frac{1}{\sqrt{2}} e^{i2\pi\alpha(n̂)}$ ; % см. (41)
END

```

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{эф}} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{H}} \quad (72)$$

% матрица $\hat{H}_{\text{эф}}$ из (72) используется в анализе помехоустойчивости системы в статистическом моделировании в параграфах 2.3 и 4.1.

■

Оценим количество операций умножения комплексных чисел в вышеуказанном алгоритме.

①: Детерминант матрицы размерности $N \times N$, для вычисления которого требуется \mathcal{D} операций комплексного умножения - формула (67), вычисляется $r(r-1)(r-2) \dots ((r-N+1))/N!$ раз, соответственно количество операций комплексного умножения на этой стадии определяется выражением:

$$\mathcal{D} \cdot r(r-1)(r-2) \dots \frac{(r-N+1)}{N!}. \quad (73)$$

②: Произведение матрицы F на \hat{H} формально включает Nr^2 комплексных умножений на каждом цикле переменной ШАГ, или N^2r^2 умножений в сумме по всем N ШАГ-ам. Однако в нашем случае для уменьшения количества умножений можно воспользоваться тем, что большая часть элементов матрицы F равна нулю: матрица F имеет при ШАГ = 1 всего N (размерность вектора A) ненулевых элементов; при ШАГ = 2 всего $N+1$ ненулевых элементов - причем к известным N элементам добавляется лишь один новый, ... и так далее, при ШАГ = N всего $2N-1$ ненулевых элементов - причем к известным с предыдущего значения переменной ШАГ $2N-2$ элементам добавляется каждый раз лишь один новый. Если учитывать, что результаты умножения $F\hat{H}$ на предыдущем значении переменной ШАГ сохраняются в памяти, то на новом значении ШАГ новый результат умножения $F\hat{H}$ получается посредством дополнительных N операций умножения, и в сумме по всем N значениям переменной ШАГ количество комплексных умножений в операции матричного умножения $F\hat{H}$ можно уменьшить до: $N^2 + \underbrace{N + \dots + N}_{N-1 \text{ раз}} = N(2N-1)$.

③: Для вычисления строки $q = \Psi(L, n)$, по определению функции Ψ , нужно произвести RQ-разложение матрицы L размерности $N \times N$. Согласно (66), для этого потребуется $N^2(N+1)/2$ операций комплексного умножения.

Операция вычисления строки q повторяется в двух вложенных циклах переменных ШАГ и n ; общее количество повторов для четного N равно $N + (N - 1) + \dots + 2 + 1 = N(N + 1)/2$. Итоговое число операций комплексного умножения на этой стадии: $(N^2(N + 1))/2 \cdot N(N + 1)/2 = N^3(N + 1)^2/4$.

④: N операций комплексного умножения производятся в двух вложенных циклах переменных ШАГ и n : для четного N всего $N(N + 1)/2$ раз. Итоговое число операций комплексного умножения на этой стадии: $N^2(N + 1)/2$.

⑤: N операций комплексного умножения производятся в трех вложенных циклах переменных ШАГ, n и p . Общее количество повторов для четного N равно: $N(r - N) + (N - 1)(r - N - 1) + (N - 2)(r - N - 2) + \dots + (r - 2N + 1) = (r - N)(N + 1)N/2 - (N - 1)N/2$. Итоговое число операций комплексного умножения на этой стадии: $N^2((r - N)(N + 1) + 1 - N)/2$.

Оценка искомого количества комплексных умножений для интересующего нас случая четных значений N равна сумме выражений, полученных в оценках для

① – ⑤:

$$\begin{aligned} \mathcal{D} \cdot r(r - 1)(r - 2) \dots \frac{(r - N + 1)}{N!} + N(2N - 1) + \frac{N^3(N + 1)^2}{4} \\ + \frac{N^2(N + 1)}{2} + \frac{N^2((r - N)(N + 1) + 1 - N)}{2} \underset{r \rightarrow \infty}{\sim} r^N \end{aligned} \quad (74)$$

Окончание формулы (74) отражает асимптотику выражения для фиксированного N при $r \rightarrow \infty$ - с точностью до умножения на число, не зависящее от r .

Приложение 6. Методика статистического моделирования алгоритма с выбором N из PN антенн на приеме, описанного в параграфе 3.1

Для удобства описания алгоритма введем три новые функции:

“INI” – блок действий, когда на Рабочей плоскости генерируются случайные векторы единичной длины \mathbf{e}_L и $\mathbf{e}_{\delta v}$, случайный радиус-вектор $\boldsymbol{\rho}_0$, задаются векторы \mathbf{v}_{est} и \mathbf{v} , и рассчитываются все PN векторов $\boldsymbol{\rho}_e$ - указателей на начальное положение антенн $A_e, e = 1, 2, \dots, PN$:

$$\mathbf{v}_{est} = |\mathbf{v}_{est}| \cdot \mathbf{e}_L; \delta \mathbf{v} = |\delta \mathbf{v}| \cdot \mathbf{e}_{\delta v}; \mathbf{v} = \mathbf{v}_{est} + \delta \mathbf{v};$$

$$\boldsymbol{\rho}_e = \boldsymbol{\rho}_0 + \mathbf{e}_L \cdot \lambda/2 \cdot (e - 1), e = 1, 2, \dots, PN.$$

$\mathbb{h}(\mathbf{r})$ - поле значений векторов-строк размерности N коэффициентов канала на Рабочей плоскости в каждой точке, определяемой радиус-вектором \mathbf{r} на Рабочей плоскости. Поле получается синтетическим методом, гарантирующим $p(\mathbb{h}(\mathbf{r})) \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}; SNR \cdot \mathbf{I}_N)$ [108].

“ $odd(\mathbf{p})$ ” - функция с целочисленным вектором \mathbf{p} в аргументе, выбирает из последовательности элементов вектора \mathbf{p} все нечетные числа, например: $odd([1 : 8]) = [1 \ 3 \ 5 \ 7]^T$.

Алгоритм:



% Начальная часть:

Задаются $T_s, \lambda/2, |\mathbf{v}_{est}|, |\delta \mathbf{v}|, SNR$;

$n = roundup(\lambda / 2 / (|\mathbf{v}_{est}| \cdot T_s))$;

$\theta = roundup((PN - 1) \cdot \lambda/2 / (|\mathbf{v}_{est}| \cdot T_s)) + 1$;

$\mathbf{o}(e) = roundup((e - 1) \cdot \lambda/2 / (|\mathbf{v}_{est}| \cdot T_s)) + 1, e = 1, 2, \dots, PN$; % формула (48)

FOR $j = 1:20000$ % 20000 раз с генерацией всех членов уравнения (1)

INI;

$Z = 20$; % Z - любое число $> PN$, не влияет на результат

$\dot{\mathbf{H}} = 0$; % матрица размерности $\omega \times N$

$\mathbf{d} = odd([1 : N])$;

for packet = 1:Z

```

if packet · 7 > 2n
    f( $\hat{\mathbf{H}}, 1$ ) = f( $\ddot{\mathbf{H}}, 1$ ); % формула (50)
    f( $\hat{\mathbf{H}}, [2:PN]$ ) = f( $\ddot{\mathbf{H}}, \mathbf{o}(2:PN) - 4$ ); % формула (49)

    d = argmaxs ∈ (1 ∪ [2:PN]); size(s)=N (MI(SNR, f( $\hat{\mathbf{H}}, \mathbf{s}$ ))); % формула (51)

else
end

for symb = 1:7
    for e = 1:PN
         $\rho_e = \rho_e + \mathbf{v} \cdot T_s$ ;
        f( $\mathbf{H}, e$ ) = ln( $\rho_e$ ); % формула ()
    end

    f( $\ddot{\mathbf{H}}, [2:\omega]$ ) = f( $\ddot{\mathbf{H}}, [1:(\omega - 1)]$ );
    f( $\hat{\mathbf{H}}, \mathbf{d}$ ) =  $\sqrt{1 - K} \cdot f(\mathbf{H}, \mathbf{d}) + \sqrt{K} \cdot f(\Delta\mathbf{H}, \mathbf{d})$ ; % по формуле (5)
    f( $\ddot{\mathbf{H}}, \mathbf{o}(\mathbf{d})$ ) = f( $\hat{\mathbf{H}}, \mathbf{d}$ );
    if packet = Z
         $\mathbf{y}^{symb} = f(\hat{\mathbf{H}}, \mathbf{d})$ ;
    else
    end
end

end

end


$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{эф}} = \mathbf{y}^7 \tag{75}$$


% матрица  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{эф}}$  из (75) используется в анализе помехоустойчивости системы
% в статистическом моделировании в параграфах 3.3 и 4.2

END

```

■

Отметим, что начальное значение $\mathbf{d} = \mathbf{odd}([1 : N])$, фиксированное в течение первых итераций внешнего цикла до соблюдения условия $\mathit{packet} \cdot 7 > 2n$, взято для обеспечения заполнения всех ω строк матрицы $\dot{\mathbf{H}}$ на все дальнейшее время работы алгоритма по истечении периода инициализации длительности $2n \cdot T_S$.

Приложение 7. Акт о внедрении результатов диссертационной работы

Общество с ограниченной ответственностью «Нokia Сoлюшнз энд Нетворкс», 109004, Москва, ул. Станиславского, д. 21, стр. 18
ОГРН 1077746010726 / ИНН 7725593720 / КПП 770901001

NOKIA

Организация: Общество с ограниченной ответственностью «Нokia Сoлюшнз энд Нетворкс»

Телефон: +7 495 737 21 12
Факс: +7 495 737 11 90

Утверждаю:

Генеральный директор ООО «Нokia Сoлюшнз энд Нетворкс»



Райскин М.Б.

10 ноября 2017 г.

Акт о внедрении результатов диссертационной работы

Старовойтова М.Ю.

“Разработка и исследование новых алгоритмов комбинирования антенн на приеме в системах MIMO с пространственным мультиплексированием”

Научно-техническая комиссия в составе директора по технологиям, к.т.н. Варукиной Л. А., старшего менеджера по техническим решениям, к.т.н. Нурмиева М. Х. и старшего менеджера по техническим решениям, к.т.н. Чурбанова Д. В. составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы:

- разработка новой блок-схемы додетекторного комбинирования сигналов антенной решетки на приеме;

- разработка нового алгоритма предсказания параметров радиоканала для применения совместно с выбором антенн в приемной антенной решетке в условиях быстрого движения приемника

были использованы и внедрены:

- при разработке новых алгоритмов, улучшающих параметры сеансов связи для приемных антенных решеток, в рамках программы “User Equipment Radio Resource Management”;

- при разработке программного блока моделирования параметров сеанса радиосвязи для приемника в движении в эмуляторе стандарта LTE FDD.

Применение разработанных алгоритмов улучшает энергетический баланс радиоканала системы на 2-3 дБ по сравнению со случаем применения традиционных алгоритмов, что позволяет улучшить помехоустойчивость режима Single User MIMO Spatial Multiplexing и в результате повысить средние скорости передачи данных в сотовой сети на линии "вниз".

Директор по технологиям, к.т.н.



Варукина Л.А.

Старший менеджер по техническим решениям, к.т.н.



Нурмиев М. Х.

Старший менеджер по техническим решениям, к.т.н.



Чурбанов Д. В.