

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное
государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический университет
имени В.Ф. Уткина»

На правах рукописи



БУЙ КУОК ВЫОНГ

**ЭФФЕКТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ
КОМПЕНСАЦИИ КОМПЛЕКСА ШИРОКОПОЛОСНОЙ И УЗКОПОЛОСНОЙ
ПОМЕХ**

2.2.13 - «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
заведующий кафедрой РТУ
Паршин Юрий Николаевич

Рязань – 2025

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ КОМПЛЕКСА ШИРОКОПОЛОСНОЙ И УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХ.....	13
1.1. Принципы построения систем пространственно-временной компенсации помех	13
1.2. Методы и алгоритмы пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной гауссовских помех	22
1.3. Адаптивные алгоритмы пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной помех	27
1.4. Постановка задачи диссертационного исследования	36
1.5. Выводы	37
2. ОПТИМАЛЬНЫЕ АЛГОРИТМЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ КОМПЛЕКСА ШИРОКОПОЛОСНОЙ И УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХ.....	39
2.1 Постановка задачи синтеза пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной помех	39
2.2. Синтез оптимальных алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной гауссовских помех	40
2.3 Разработка оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной гауссовских помех.....	50
2.4 Выводы	62

3. АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ КОМПЛЕКСА ШИРОКОПОЛОСНОЙ И УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХ.....	65
3.1 Постановка задачи адаптации алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной помех	65
3.2 Разработка адаптивных алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной помех	67
3.3 Разработка адаптивных алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной гауссовских помех	72
3.4 Анализ адаптивных алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной помех	81
3.5 Выводы	91
4. ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ КОМПЛЕКСА ШИРОКОПОЛОСНОЙ И УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХ.....	93
4.1 Влияние погрешностей технической реализации на эффективность алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной помех.....	93
4.2 Разработка технических средств реализации алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной помех	98
4.3 Экспериментальное исследование алгоритмов обработки сигналов на фоне комплекса помех с разделением на пространственный и временной компоненты	109
4.4. Выводы	117
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	118
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	120
СПИСОК УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	132
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	134

ПРИЛОЖЕНИЕ	135
П1. Акты внедрения	135
П2. Регистрации программ	139
П3. Фотографии экспериментального стенда	141
П4. Листинг программы	145

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы.

В настоящее время подавление комплекса широкополосных и узкополосных помех является чрезвычайно актуальной задачей. Развитие технологий связи, радиолокации и беспроводной передачи данных приводит к увеличению плотности сигнального спектра, что повышает вероятность возникновения помех различной природы. Эти помехи могут существенно снижать качество и надежность передачи информации, поэтому эффективное их подавление представляет собой важную задачу в современных системах. Комплекс помех может включать узкополосные и широкополосные помехи, а также другие виды сигналов помехового характера. Эти помехи могут обладать временной и частотной изменчивостью, а также статистической взаимозависимостью, что значительно усложняет задачу построения эффективных методов обработки. Каждая помеха обладает своими особенностями, например:

1. Широкополосная пространственно-сосредоточенная помеха, распространяющаяся в широкой полосе частот и поступающая с одного направления. Как правило, от одного мощного источника. Хорошо подавляется пространственной фильтрацией.

2. Узкополосная пространственно-распределённая помеха имеет узкую полосу частот, но занимает широкий сектор углов прихода. Часто связана с радиопередатчиками или сетевыми сигналами. Требуется временная обработка для подавления.

Использование уникальных особенностей каждого типа помех в процессе их подавления позволяет улучшить качество обработки сигналов. Например, анализ временно-частотных характеристик помех позволяет адаптировать методы подавления к текущим условиям сигнала. Это может включать применение адаптивных фильтров или методов машинного обучения для автоматического распознавания и адаптации к параметрам помех. Таким образом, разработка эффективных методов подавления комплекса широкополосных и узкополосных помех играет ключевую роль в обеспечении качества современных радиотехнических систем, а также в расширении их функциональных возможностей.

Степень разработанности темы. В области пространственно-временного подавления помех, цифровой обработки сигналов внесли большой вклад такие ученые, как Сосулин Ю.Г., Бакулев П.А., Костров В.В., Паршин Ю.Н., Быховский М.А., Ширман Я.Д., Котоусов А.С., Григорьев В.А., Перов А.И., Ширман Я.Д., Тихонов В.И., Монзинго Р.А., Федосов В.П., Джиган В. И., Леховицкий Д. И., Витязев В.В., Сергиенко А.Б., и другие.

Целью исследования являются исследование и повышение эффективности обработки сигналов на фоне комплекса широкополосных и узкополосных помех путем разработки новых принципов и алгоритмов пространственно-временной компенсации помех.

Объектом исследования являются радиосистемы обработки сигналов в пространственной и временной областях.

Предметом исследования являются алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов.

Задачи исследования. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие основные задачи:

1. Анализ характеристик широкополосных и узкополосных помех, их влияния на работу радиотехнических систем и сложности их совместного подавления.
2. Обоснование выбора методов пространственно-временной обработки сигналов для компенсации помех различной природы.
3. Разработка математических моделей пространственно-временной обстановки, учитывающих параметры источников помех, структуру антенной решетки и динамику изменения сигнально-помеховой обстановки.
4. Разработка и исследование влияния алгоритмов фазовой адаптации подавления широкополосной помехи на характеристики узкополосной помехи.
5. Разработка алгоритмов обработки сигналов на фоне комплекса широкополосной и узкополосной помех с разделением на пространственный и временной компоненты.
6. Моделирование и экспериментальная оценка эффективности предложенных алгоритмов.

Методы исследования. В диссертационной работе используются методы математического анализа, статистической радиотехники, линейной и векторной алгебры, математической статистики, математического и компьютерного моделирования, теории матриц и цифровой обработки сигналов.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. Разработаны модифицированные алгоритмы фазовой адаптации антенной решетки, отличающиеся от классического фазового метода случайной инициализацией фаз, а также увеличенным числом фазовых состояний и параболической аппроксимацией целевой функции.

2. Установлено, что адаптация фазовых состояний антенной решетки и соответствующие изменения диаграммы направленности вызывают искажения спектра узкополосной помехи, что необходимо учитывать при её последующем временном подавлении.

3. Предложено осуществлять адаптацию компенсатора комплекса помех, значительно отличающихся своими пространственными и спектральными характеристиками, отдельно: широкополосной помехи в пространственной области, а узкополосной помехи во временной области, что повышает эффективность адаптации.

Научные положения, выносимые на защиту:

1. Модифицированный алгоритм фазовой адаптации антенной решетки со случайной инициализацией фаз позволяет достичь глобального минимума мощности помех на выходе антенной решетки, что дает выигрыш 5...7 дБ в подавлении помех.

2. Модифицированный алгоритм фазовой адаптации антенной решетки с увеличенным числом фазовых состояний и параболической аппроксимации целевой функции более точно определяет минимум целевой функции, что дает выигрыш 5 дБ в подавлении помех.

3. Спектр узкополосной помехи при адаптации фазовых состояний имеет вид последовательности гармоник, расстояние между которыми определяются законом адаптивной подстройки фаз.

4. Если комплекса помех состоит из помех, значительно отличающихся своими пространственными и спектральными характеристиками, то раздельное подавление

помех в пространственной области и последующая обработка во временной области уменьшает число весовых коэффициентов, повышает эффективность адаптивной подстройки.

Практическая ценность работы. Практическая ценность работы заключается в разработке эффективных алгоритмов фазовой и пространственно-временной адаптации, обеспечивающих повышенное подавление комплекса помех при сниженных вычислительных затратах. Разработанные алгоритмы могут быть использованы в современных радиосистемах передачи информации.

Достоверность полученных результатов обеспечивается использованием адекватных математических моделей, апробированного математического аппарата, согласованием результатов экспериментальных исследований и статистической обработки, выполненных в широком диапазоне параметров.

Внедрение результатов работы. Результаты диссертации внедрены:

1. В учебный процесс ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радио-технический университет им. В.Ф. Уткина» на кафедре радиотехнических устройств.
2. В разработки компании АО "Разработка коммерческих и электронных технологий E-STARs".

Внедрения подтверждены соответствующими актами.

Апробация результатов работы. Результаты диссертационного исследования доклады вались и обсуждались на 6 международных и 5 всероссийских научно-технических конференциях:

1. Всероссийская научно-техническая конференция студентов, молодых ученых и специалистов «Новые информационные технологии в научных исследованиях и образовании», г. Рязань, 2021, 2022, 2024 гг.
2. Всероссийская научно-техническая конференция «Актуальные проблемы современной науки и производства», г. Рязань, 2023 г.
3. Научно-практическая конференция студентов, молодых ученых и специалистов «Инновационные технологии в науке и технике», г. Рязань, 2023 г.
4. Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Современные технологии в науке и образовании» г. Рязань, 2022 г.

5. Международные конференции «Радиолокация, навигация, связь», г. Воронеж, 2022, 2023, 2024 гг.

6. 25th, 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), г. Москва, 2023, 2024 гг.

Публикации по теме диссертации. По теме диссертационной работы опубликовано 21 научная работа, включая 3 статьи в изданиях, рекомендованных ВАК, 2 тезиса докладов, индексируемых в базе Scopus, 2 свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ и 14 тезисов докладов, представленных на международных и всероссийских конференциях.

Личный вклад автора. Автором, на правах соавтора, сформулированы критерий эффективности и математические модели широкополосной и узкополосной помех, разработаны методы и алгоритмы компенсации комплекса помех, проведено компьютерное моделирование функционирования предложенных алгоритмов.

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, приложений и списка литературы. Материал изложен на 156 страницах, включает 54 рисунка и 6 таблиц, а также 4 приложения. Список использованной литературы содержит 105 наименований.

Краткое содержание работы

Во введении обоснована актуальность диссертационной работы, сформулированы цель и основные задачи исследования, определена научная новизна и раскрыта практическая значимость полученных результатов.

В первой главе представлен всесторонний аналитический обзор отечественных и зарубежных публикаций, посвященных методам и алгоритмам пространственно-временной компенсации комплекса широкополосных и узкополосных помех в радиотехнических системах. Особое внимание уделено характеристикам и ограничениям существующих алгоритмов в условиях присутствия одновременно широкополосных и узкополосных помех. По результатам анализа выявлены основные направления научных исследований, а также сформулированы предпосылки к постановке задач, решаемых в последующих главах диссертационной работы.

Во второй главе изложены теоретические основы и результаты разработки оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной гауссовских помех. Сформулирована задача синтеза и математическая модель сигнально-помеховой ситуации с учётом многоканальности и статистики помех. Выполнен синтез оптимальных алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса помех, основанный на критерии максимума отношения сигнал-помеха. Разработаны квазиоптимальные алгоритмы, основанные на аппроксимации ковариационных матриц. Рассмотрен подход, предусматривающий разделение обработки на пространственную и временную компоненты, что позволяет независимо настраивать весовые коэффициенты каждой компоненты и снижать вычислительные затраты.

В третьей главе рассмотрены подходы и выполнена постановка задачи к построению и исследованию адаптивных алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосных и узкополосных помех. Выполнен синтез алгоритм фазовой адаптации на фоне комплекса широкополосной и узкополосной помех. Разработаны модифицированные алгоритмы фазовой адаптации, обеспечивающие устойчивую сходимость весовых коэффициентов к глобально оптимальному решению. Разработаны адаптивные алгоритмы с разделением обработки на пространственную и временную компоненты, основанный на критерии максимума отношения сигнал-помеха.

В четвертой главе рассмотрены вопросы технической реализации разработанных алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосных и узкополосных помех, а также приведены результаты экспериментальной верификации их эффективности в условиях, приближенных к реальным. Исследовано влияние технических погрешностей на работу пространственно-временных компенсирующих алгоритмов. Проанализированы типовые источники ошибок, включая дискретизацию сигналов, ограниченную разрядность аналого-цифрового преобразователя. Представлены принципы и схемные решения по реализации алгоритмов на аппаратных и программных средствах, включая моделирование в среде MATLAB, GNU Radio, реализацию на программируемой логической интегральной схеме.

В заключении диссертационной работы сформулированы основные результаты:

1. Анализ линейного оптимального алгоритма пространственно-временной обработки сигналов на фоне комплекса широкополосной и узкополосной помех. Анализ эффективности по критерию максимума отношения сигнал-помеха показал, что использование широкополосного, знакопеременного во времени сигнала приводит к увеличению отношения сигнал-помеха на выходе по сравнению с узкополосным, постоянным во времени сигналом.

2. Разработан квазиоптимальный алгоритм с разделением на пространственный и временной компоненты. Установлено, что использование квазиоптимального алгоритма позволяет независимо настраивать весовые коэффициенты пространственной и временной обработок, а также уменьшить общее число весовых коэффициентов с NK до при незначительном, 0,5...1 дБ снижении отношения сигнал-помеха по сравнению с оптимальным алгоритмом.

3. Алгоритмы фазовой адаптации с периодической настройкой фаз искажают спектр узкополосной помехи, уменьшают потенциальную помехоустойчивость. Разработан алгоритм фазовой адаптации параболической аппроксимации целевой функции с большой устойчивостью к ошибке в измерении мощности. Разработан модифицированный алгоритм фазовой адаптации, который обеспечивает сходимость выходной мощности помехи к глобальному минимуму. Выигрыш от применения модифицированного алгоритма по сравнению с немодифицированным алгоритмом увеличивается с увеличением числа циклов адаптации и достигает 5...7 дБ и более.

4. Проведена разработка и выполнен анализ эффективности адаптивных алгоритмов обработки сигналов с разделением на ПВК по критерию максимума ОСП.

5. Проведена экспериментальная проверка алгоритмов адаптивной обработки сигналов на фоне комплекса ШП и УП с разделением на ПВК. Полученные результаты подтверждают высокую эффективность и практическую реализуемость предложенных решений, что открывает возможности их применения в современных радиотехнических системах, работающих в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки.

В приложении содержатся фотографии экспериментального стенда, акты внедрения, регистрации программы и компьютерная программа моделирования.

Благодарности. Автор выражает глубокую признательность и искреннюю благодарность своему научному руководителю – доктору технических наук Паршину Юрию Николаевичу – за неоценимую помощь, всестороннюю поддержку, научное руководство и внимательное отношение в ходе выполнения настоящего исследования. Особая благодарность выражается Рязанскому государственному радиотехническому университету имени В. Ф. Уткина, а также министерству науки и высшего образования России и министерству образования Вьетнама за предоставленную возможность осуществлять научную деятельность на территории Российской Федерации. Автор также благодарит профессорско-преподавательский состав университета и коллектив кафедры радиотехнических устройств за конструктивные обсуждения, полезные замечания и экспертную оценку, которые способствовали повышению качества и научной значимости представленного исследования.

1. МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ КОМПЛЕКСА ШИРОКОПОЛОСНОЙ И УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХ

1.1. Принципы построения систем пространственно-временной компенсации помех

Термин «комплекс помех» впервые был введен в радиотехнике ученым Сосулиным Ю. Г. [1] в области радиотехники. В настоящее время данный термин широко используется для обозначения сложной помеховой обстановки, включающей помехи различной природы и характеристик [10]. В работе [1] под «комплексом помех» понимается совокупность мешающих источников непреднамеренного происхождения, обладающих различными характеристиками.

В работах [16–19] комплекс помех моделируется как аддитивная смесь внутреннего шума, активных маскирующих помех и пассивных отражений от окружающей среды. В настоящем исследовании под «комплексом помех» рассматривается совокупность пространственно-распределенной узкополосной (УП) помехи и пространственно-сосредоточенной широкополосной (ШП) помехи.

В дальнейшем в работе рассматриваются методы и алгоритмы компенсации комплекса помех с использованием антенной решетки (АР) в пространственной и временной областях. АР представляет собой совокупность антенных элементов, расположенных в определенной геометрической конфигурации. Эта АР может быть использован для приема или передачи электромагнитных сигналов с целью улучшения производительности систем связи или радиолокации. Оптимальная обработка сигналов в АР направлена на повышение эффективности сбора и обработки данных с помощью таких решеток.

Оптимальная обработка сигналов в антенных решетках является важным аспектом радиотехники, который имеет множество применений в различных областях, включая радиолокацию, радиосвязь, спутниковую связь и другие. Оптимальная обработка сигналов в антенных решетках играет ключевую роль в обеспечении высокой производительности и надежности беспроводных коммуникационных систем и радиолокационных приложений. Эта область остается активной областью исследований

и разработок в радиотехнике. Весовые коэффициенты, необходимые пространственной обработки, могут быть сформированы с использованием соответствующих алгоритмов. Существуют оптимальные и адаптивные алгоритмы. Оптимальные алгоритмы определяются на основе соответствующих критериев эффективности и могут быть применены, когда известны параметры сигнала и помех. Известны следующие критерии эффективности [8–11, 26–29]:

- минимальная среднеквадратическая ошибка (СКО) между реальным и ожидаемым сигналами,
- максимальное отношение сигнал-помеха (ОСП),
- максимальное правдоподобие,
- минимальная дисперсия помехи.

Критерий минимальной среднеквадратической ошибки

Критерий минимальной СКО является одним из основных и наиболее распространенных критериев в обработке сигналов. Он используется для оценки точности и качества обработки сигнала и измеряет среднеквадратичное отклонение между оценкой сигнала, полученной после обработки, и истинным значением сигнала. Важным моментом является то, что меньшее значение СКО указывает на более точную оценку [9].

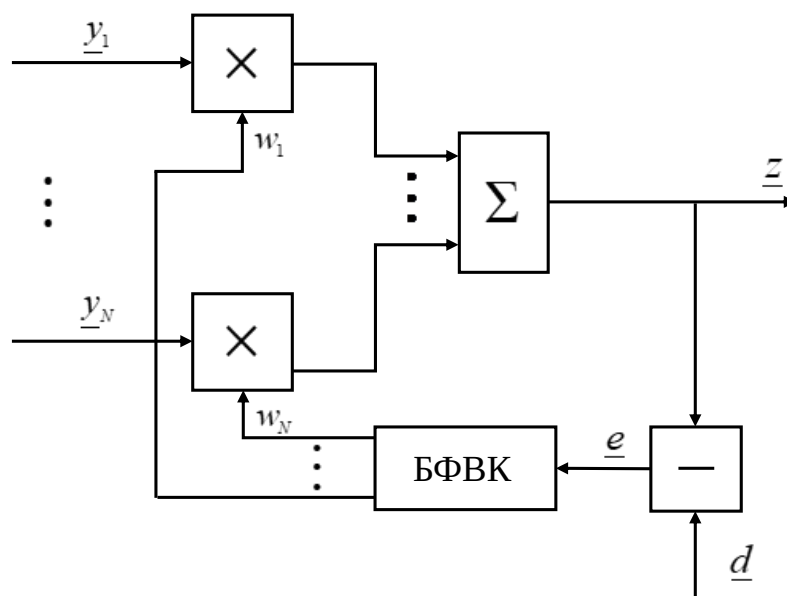


Рисунок 1.1 – Структурная схема реализации критерия СКО

На рисунке 1.1 приведена структурная схема реализации критерии СКО. Опорного сигнала $\underline{d}$ можно получить после некоторой обработки при условии достаточной информации о полезном сигнале. Рассмотрим случайный процесс на выходе N -элементной АР:

$$\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{V}},$$

где $\underline{\mathbf{Y}} = \{y_1, \dots, y_N\}^T$ – сумма полезного сигнала и помех на выходе элементов АР; .

$\underline{\mathbf{S}} = \{s_1, \dots, s_N\}^T$ – вектор полезного сигнала; $\underline{\mathbf{V}} = \{v_1, \dots, v_N\}^T$ – вектор помех.

Сигнал, получаемый в результате обработки, имеет вид:

$$\underline{z} = \sum_{n=1}^N y_n \underline{w}_n = \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{Y}},$$

где $\underline{\mathbf{W}} = \{\underline{w}_1, \dots, \underline{w}_N\}^T$ – вектор весовых коэффициентов.

Сигналом ошибки является разность между выходным сигналом и опорным сигналом:

$$\underline{e} = \underline{d} - \underline{z} = \underline{d} - \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{Y}}.$$

Средний квадрат ошибки равен:

$$\overline{|\underline{e}|^2} = \overline{|\underline{d} - \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{Y}}|^2} = D_d - \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{R}}_{Yd} - \underline{\mathbf{R}}_{Yd}^H \underline{\mathbf{W}}^H + \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{R}}_Y \underline{\mathbf{W}}^H,$$

где $\underline{\mathbf{R}}_Y = \overline{\{y_i y_j^*, i, j = 1, \dots, N\}} = \underline{\mathbf{R}}_S + \underline{\mathbf{R}}_V$ – корреляционная матрица наблюдаемого процесса; $\underline{\mathbf{R}}_S = \overline{\underline{\mathbf{S}} \underline{\mathbf{S}}^H}$; $\underline{\mathbf{R}}_V = \overline{\underline{\mathbf{V}} \underline{\mathbf{V}}^H}$ – корреляционные матрицы сигнала и помехи соответственно; $\underline{\mathbf{R}}_{Yd} = \overline{\underline{\mathbf{Y}} \underline{d}^*}$ – вектор взаимной корреляции входного и опорного сигналов.

Значение $\underline{\mathbf{W}}$, соответствующая минимуму функции $\overline{|\underline{e}|^2}$, может быть найдено в результате приравнивания градиента СКО к нулю, т. е.

$$\nabla_{\underline{\mathbf{W}}} \overline{|\underline{e}|^2} = 0,$$

$$\frac{d}{d\underline{\mathbf{W}}} \left(D_d - \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{R}}_{Yd} - \underline{\mathbf{R}}_{Yd}^H \underline{\mathbf{W}}^H + \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{R}}_Y \underline{\mathbf{W}}^H \right) = 0.$$

Решая уравнение, получим оптимальный весовой вектор:

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} = \underline{\mathbf{R}}_{Yd}^H \underline{\mathbf{R}}_Y^{-1}.$$

Критерий максимального отношения сигнал-помеха

Одним из известных критериев эффективности обработки сигналов является критерия максимального отношения сигнал-помеха. Достоинство критерия заключается в том, что нет необходимости иметь опорный сигнал [8-12]. Формула для вычисления отношения сигнал-помеха на выходе АР может быть представить в виде:

$$q_{\text{out}} = \frac{D_{S \text{ out}}}{D_{V \text{ out}}} = \frac{|\underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{S}}|^2}{|\underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{V}}|^2} = \frac{\overline{\underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{S}}\underline{\mathbf{S}}^H \underline{\mathbf{W}}^H}}{\overline{\underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{V}}\underline{\mathbf{V}}^H \underline{\mathbf{W}}^H}} = \frac{\underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{R}}_S \underline{\mathbf{W}}^H}{\underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{R}}_V \underline{\mathbf{W}}^H}.$$

Представим указанную выше формулу в эквивалентном виде:

$$q_{\text{out}} = \frac{\underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{R}}_S \underline{\mathbf{W}}^H}{\underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{R}}_V \underline{\mathbf{W}}^H} = \frac{\underline{\mathbf{z}}\underline{\mathbf{R}}_V^{-1/2} \underline{\mathbf{R}}_S \underline{\mathbf{R}}_V^{-1/2} \underline{\mathbf{z}}^H}{\underline{\mathbf{z}}\underline{\mathbf{z}}^H} = \frac{\underline{\mathbf{z}}\underline{\mathbf{A}}\underline{\mathbf{z}}^H}{\underline{\mathbf{z}}\underline{\mathbf{z}}^H}, \quad (1.1)$$

где $\underline{\mathbf{z}} = \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{R}}_V^{1/2}$, $\underline{\mathbf{A}} = \underline{\mathbf{R}}_V^{-1/2} \underline{\mathbf{R}}_S \underline{\mathbf{R}}_V^{-1/2}$. Квадратичная форма удовлетворяет условию $\lambda_{\min} < \underline{\mathbf{z}}\underline{\mathbf{A}}\underline{\mathbf{z}}^H < \lambda_{\max}$, $\lambda_{\min}$, $\lambda_{\max}$ являются минимальным и максимальным собственными значениями матрицы $\underline{\mathbf{A}}$. Используя свойство $\underline{\mathbf{A}}\underline{\mathbf{z}}^H = \lambda_{\max} \underline{\mathbf{z}}^H$, получим:

$$q_{\text{out}} = \frac{\underline{\mathbf{z}}\underline{\mathbf{A}}\underline{\mathbf{z}}^H}{\underline{\mathbf{z}}\underline{\mathbf{z}}^H} = \frac{\underline{\mathbf{z}}\lambda_{\max}\underline{\mathbf{z}}^H}{\underline{\mathbf{z}}\underline{\mathbf{z}}^H} = \lambda_{\max}. \quad (1.2)$$

Поставив (1.1) и (1.2) в $\underline{\mathbf{A}}\underline{\mathbf{z}}^H = \lambda_{\max} \underline{\mathbf{z}}^H$ получим:

$$\underline{\mathbf{R}}_V^{-1/2} \underline{\mathbf{R}}_S \underline{\mathbf{R}}_V^{-1/2} \underline{\mathbf{R}}_V^{1/2} \underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}}^H = \left[\frac{\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} \underline{\mathbf{R}}_S \underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}}^H}{\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} \underline{\mathbf{R}}_V \underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}}^H} \right] \underline{\mathbf{R}}_V^{1/2} \underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}}^H.$$

Решив представленное выше уравнение получим оптимальный весовой вектор:

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} = c \underline{\mathbf{S}}^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1}, \quad (1.3)$$

где $c = \left(\frac{\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} \underline{\mathbf{R}}_V \underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}}^H}{\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} \underline{\mathbf{S}}} \right)^*$ – скалярный коэффициент.

В условиях отсутствия полезного сигнала или помехи непосредственное использование весового коэффициента, оптимального по критерию максимума отношения сигнал-помеха дает не желаемый результат, т. е. искажения ДН или

подавление полезного сигнала. Для устранения этот недостаток в месте критерия максимального отношения сигнал-помеха используем критерий обобщенного отношения сигнал-помеха [8].

Рассмотрим антенную систему, состоящую из $N + 1$ антенных элементов. Один из них играет роль приемника полезного сигнала, остальные N элементы выполняют функцию подавления помех. Предложим, что желаемая диаграмма направленности, при которой формируется амплитудно-фазовое распределение в антенной решетке, равна $\underline{\mathbf{f}}_S = \underline{\mathbf{h}}_S$. Отсюда из уравнения оптимального весового вектора $\underline{\mathbf{W}} = \underline{\mathbf{f}}_S^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1}$ получим: $\underline{\mathbf{R}}_V \underline{\mathbf{W}}^H = \underline{\mathbf{h}}_S$. Предложим, что при компенсации помех вспомогательными антенными элементами, сигнал в основном антенном элементе не искажается. Таким условиям

удовлетворяет желаемая диаграмма направленности вида $\underline{\mathbf{h}}_S = \begin{bmatrix} f_{s0} \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}$. После подстановки

в уравнение необходимых значений получим:

$$\underline{\mathbf{R}}_{V1} \underline{\mathbf{W}}^H = \underline{\mathbf{h}}_S = \begin{bmatrix} D_0 & \underline{\mathbf{R}}_{0N} \\ \underline{\mathbf{R}}_{0N}^H & \underline{\mathbf{R}}_V \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} w_0 \\ \underline{\mathbf{W}}_1^H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_0 w_0 + \underline{\mathbf{R}}_{0N} \underline{\mathbf{W}}_1^H \\ \underline{\mathbf{R}}_{0N}^H w_0 + \underline{\mathbf{R}}_V \underline{\mathbf{W}}_1^H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{s0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix},$$

где $\underline{\mathbf{R}}_{0N} = \left\{ \overline{v_0 v_n^*}, n = 1, \dots, N \right\}$ – вектор-строка корреляций помех в основной антенне и помех во вспомогательных антенных элементах; D_0 – дисперсия помех в основной антенне; $\underline{\mathbf{R}}_V = \left\{ \overline{v_n v_m^*}, n, m = 1, \dots, N \right\}$ – корреляционная матрица помех во вспомогательных антенных элементах; w_0 – весовой коэффициент для основной антенны; $\underline{\mathbf{W}}_1$ – вектор весовых коэффициентов вспомогательных антенных элементов. Перепишем выше представленную матрицу в виде системы уравнения получим следующее:

$$D_0 w_0 + \underline{\mathbf{R}}_{0N} \underline{\mathbf{W}}_1^H = f_{s0},$$

$$\underline{\mathbf{R}}_V \underline{\mathbf{W}}_1^H = -\underline{\mathbf{R}}_{0N}^H w_0.$$

Так как умножение на скаляр весового вектора не нарушает оптимальности обработки, то величину w_0 можно принять достаточно произвольно, например $w_0 = 1$. Отсюда оптимальный весовой вектор вспомогательных антенных элементов равен:

$$\underline{\mathbf{W}}_1 = -\underline{\mathbf{R}}_{0N} \underline{\mathbf{R}}_V^{-1}.$$

Компенсатор помех, принимаемых по боковым лепесткам диаграммы направленности (ДН) [9], может быть использован для обработки по критерию максимального отношения сигнал-помеха. На рисунке 1.2 представлена структурная схема компенсатора помех, принимаемых по боковым лепесткам ДН, где БФВК – блок формирования весовых коэффициентов.

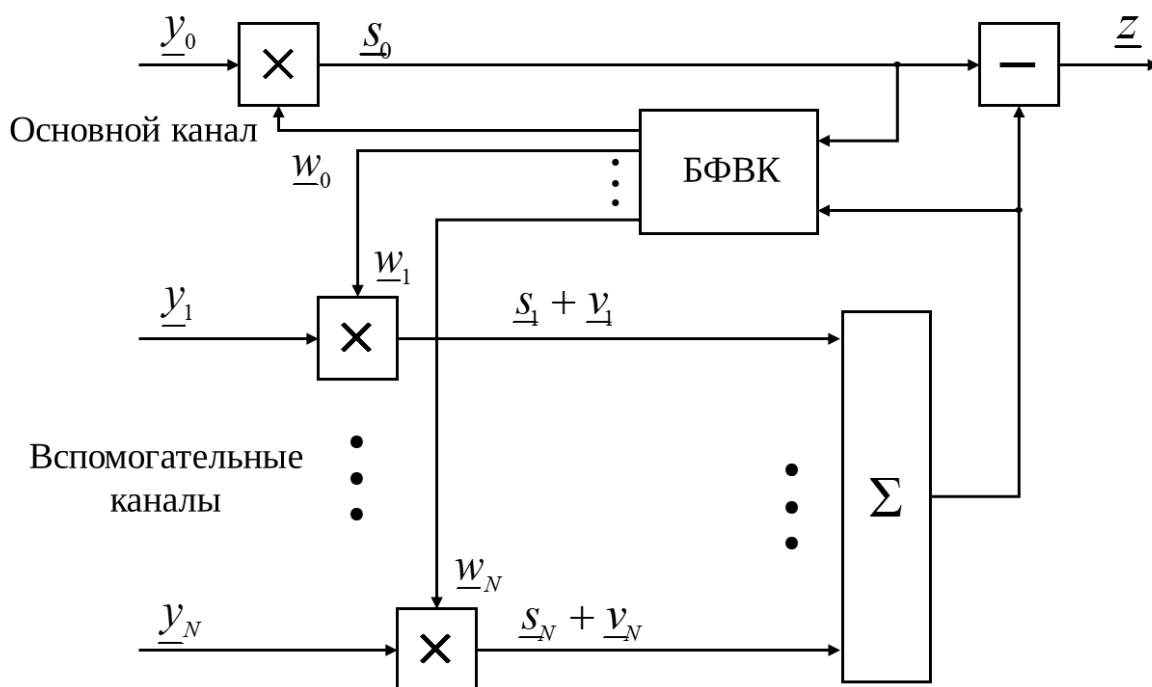


Рисунок 1.2 – Структурная схема компенсатора помех, принимаемых по боковым лепесткам

Недостатком устройства является то, что помеха, принимаемая по основному лепестку ДН, не будет подавляться и пройдет на выход системы [9].

Критерий максимального правдоподобия.

В задаче пространственной обработки сигналов критерий максимального правдоподобия может использоваться для оценки параметров, связанных с моделями сигналов и шума [8-11]. Рассмотрим случайный процесс $\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{V}}$, где $\underline{\mathbf{S}} = \underline{\mathbf{f}}_S \underline{\mathbf{s}}$ –

детерминированный полезный сигнал, $\underline{\mathbf{f}}_S$ – вектор ДН антенн. Достаточная статистика логарифма правдоподобия для данной задачи имеет вид:

$$\begin{aligned}\lambda(\underline{\mathbf{Y}}|\underline{\mathbf{S}}) &= \ln \Lambda(\underline{\mathbf{Y}}|\underline{\mathbf{S}}) = \underline{\mathbf{S}}^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1} \underline{\mathbf{Y}} + \underline{\mathbf{Y}}^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1} \underline{\mathbf{S}} - \underline{\mathbf{S}}^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1} \underline{\mathbf{S}} = \\ &= \underline{s}^* \underline{\mathbf{f}}_S^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1} \underline{\mathbf{Y}} + \underline{s} \underline{\mathbf{Y}}^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1} \underline{\mathbf{f}}_S - \underline{s} \underline{s}^* \underline{\mathbf{f}}_S^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1} \underline{\mathbf{f}}_S.\end{aligned}$$

Определим значение сигнала, при котором логарифм отношения правдоподобия будет максимальным, путем вычисления частной производной $\lambda(\underline{\mathbf{Y}}|\underline{\mathbf{S}})$ по $\underline{s}$ и приравнивания ее к нулю:

$$\frac{d\lambda(\underline{\mathbf{Y}}|\underline{s})}{ds} = 2\underline{\mathbf{f}}_S^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1} \underline{\mathbf{Y}} - 2\underline{s} \underline{\mathbf{f}}_S^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1} \underline{\mathbf{f}}_S = 0.$$

Решая уравнение, получим значение оценки максимального правдоподобия:

$$\hat{s} = \frac{\underline{\mathbf{f}}_S^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1} \underline{\mathbf{Y}}}{\underline{\mathbf{f}}_S^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1} \underline{\mathbf{f}}_S}, \text{ которое можно записать в виде: } \hat{s} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} \underline{\mathbf{Y}}.$$

Отсюда получим выражения для оптимального весового вектора:

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} = \frac{\underline{\mathbf{f}}_S^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1}}{\underline{\mathbf{f}}_S^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1} \underline{\mathbf{f}}_S},$$

где $\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}}$ – оптимальный весовой вектор по критерию максимального правдоподобия.

Критерий минимальной дисперсии помехи

Оптимальный весовой вектор $\underline{\mathbf{W}}$ в соответствии с критерием минимума дисперсии помех находится путем решения следующей оптимизационной задачи [11, 28]:

$$\min_{\underline{\mathbf{W}}} \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{R}}_V \underline{\mathbf{W}}^H,$$

при ограничении:

$$\sum_{n=1}^N \underline{w}_n = 1.$$

Решение находится методом множителей Лагранжа, формируя функцию Лагранжа:

$$L(\underline{\mathbf{W}}, \lambda) = \frac{1}{2} \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{R}}_V \underline{\mathbf{W}}^H + \lambda \left(1 - \sum_{n=1}^N \underline{w}_n \right).$$

Приравнивая нулю градиент функции Лагранжа по $\underline{\mathbf{W}}$, получаем:

$$\underline{\mathbf{R}}_V \underline{\mathbf{W}} = \lambda \mathbf{E},$$

где $\mathbf{E} = \{1, 1, \dots, 1\}$ – единичная $1 \times N$ вектор строка.

Умножая обе части на $\underline{\mathbf{W}}^H$ и учитывая ограничение, получаем:

$$\lambda = \frac{1}{\underline{\mathbf{E}} \underline{\mathbf{R}}_V^{-1} \underline{\mathbf{E}}^H}.$$

Следовательно, оптимальный весовой вектор:

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} = \frac{\underline{\mathbf{E}} \underline{\mathbf{R}}_V^{-1}}{\underline{\mathbf{E}} \underline{\mathbf{R}}_V^{-1} \underline{\mathbf{E}}^H}.$$

Оценочно-корреляционно-компенсационная обработка сигналов

Ю.Г. Сосулин предложил оценочно-корреляционно-компенсационный подход для получения оптимального алгоритма сигнала на фоне помех общего вида [1-3]. Пусть наблюдаемым процессом являются сумма полезного сигнала и помех общего вида [1]:

$$y(t) = \theta s(t) + v(t) + \xi(t), \quad 0 < t < T,$$

где $s(t)$ – полезный сигнал; $v(t)$ – помеха, случайный процесс общего вида; $\theta = [0, 1]$ – параметр обнаружения; $\xi(t)$ – белый гауссовский шум со спектральной плотностью мощности N_0 .

Пусть $\hat{s}(t) = \overline{s(t) | y(\tau)}, 0 < \tau < t$ – фильтрационная оценка сигнала на фоне помехи и шума, $\hat{v}_0(t) = \overline{v(t) | y(\tau)}, 0 < \tau < t, \theta = 0$ – фильтрационная оценка помехи на фоне шума при условии отсутствия сигнала, $\hat{v}_1(t) = \overline{v(t) | y(\tau)}, 0 < \tau < t, \theta = 1$ – фильтрационная оценка помехи на фоне шума при условии наличия сигнала. В условиях отсутствия сигнала $\theta = 0$, порождающий процесс представляет собой белый гауссовский шум $\tilde{y}(t) = y(t) - \hat{v}_0(t) = \tilde{\xi}(t)$. Минимальное представление наблюдаемого процесса в этом случае имеет вид $y(t) = \hat{v}_0(t) + \tilde{\xi}(t)$. В условиях присутствия сигнала $\theta = 1$, порождающий процесс принимается вид: $\tilde{y}(t) = y(t) - [\hat{v}_0(t) + \hat{s}(t)] = \tilde{\xi}(t)$.

Минимальное представление наблюдаемого процесса в этом случае имеет вид:

$$y(t) = [\hat{v}_0(t) + \hat{s}(t)] = \tilde{\xi}(t).$$

Можно записать отношение правдоподобия для двух ситуаций:

– $\theta = 1$ присутствие полезного сигнала в наблюдаемом процессе, условная плотность распределения вероятностей наблюдаемого процесса $w(y_0^T | v, \theta = 1)$.

– $\theta = 0$ отсутствие полезного сигнала в наблюдаемом процессе, условная плотность распределения вероятностей наблюдаемого процесса $w(y_0^T | v, \theta = 0)$.

Отсюда получаем отношения правдоподобия:

$$\Lambda = \frac{w(y_0^T | v, \theta = 1)}{w(y_0^T | v, \theta = 0)}.$$

Поделим числитель и знаменатель на ПРВ наблюдаемого процесса при условии, что сигнал и помеха отсутствуют: $w(y_0^T | v = 0, \theta = 0)$:

$$\Lambda = \frac{w(y_0^T | v, \theta = 1) / w(y_0^T | v = 0, \theta = 0)}{w(y_0^T | v, \theta = 0) / w(y_0^T | v = 0, \theta = 0)} = \frac{\Lambda(y_0^T | (s + v))}{\Lambda(y_0^T | v)}.$$

С помощью оценочно-корреляционного подхода получим логарифм отношения правдоподобия:

$$\begin{aligned} \lambda = \ln \Lambda &= \ln \frac{\exp \left\{ \frac{2}{N_0} \int_0^T y(t) [\hat{s}(t) + \hat{v}_1(t)] dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T [\hat{s}(t) + \hat{v}_1(t)]^2 dt \right\}}{\exp \left\{ \frac{2}{N_0} \int_0^T y(t) \hat{v}_0(t) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T [\hat{v}_0(t)]^2 dt \right\}} = \\ &= \frac{2}{N_0} \int_0^T \tilde{y}(t) + s_{ref}(t) - \frac{1}{N_0} \int_0^T s_{ref}^2(t) dt, \end{aligned}$$

где $\tilde{y}(t) = y(t) - \hat{v}_0(t)$ – выход оптимального компенсатора помех,
 $s_{ref}(t) = \hat{s}(t) + \hat{v}_1(t) - \hat{v}_0(t) = \hat{s}(t) - \Delta s(t)$ – оптимальный опорный сигнал коррелятора,
 учитывающий искажение полезного сигнала $\Delta s(t) = \hat{v}_0(t) - \hat{v}_1(t)$ в компенсаторе помехи.

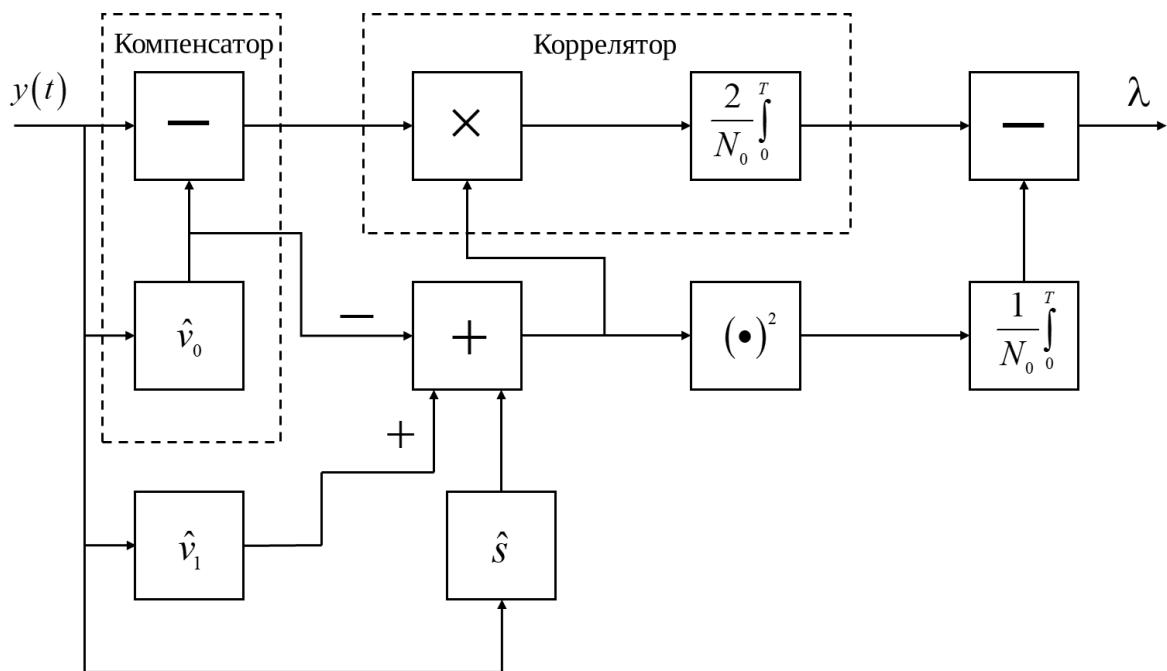


Рисунок 1.3 – Структурная схема оценочно-корреляционно-компенсационной обработки

1.2. Методы и алгоритмы пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной гауссовских помех

В сложной сигнално-помеховой обстановке, где каждые станции радиоизлучения находятся либо движутся близко друг к другу, для подавления комплекса этих помех требуются большие ресурсы и более подробная информация о подавляемом сигнале от источника помехи. Виды помехи могут быть классифицированы в зависимости от характера их взаимодействия со спектром полезного сигнала [10]:

1. Заградительная помеха. Ее общая ширина спектра много больше ширины спектра полезного сигнала. Одной из разновидностей заградительной помехи является комплекс узкополосных помех, содержащий набор синусоидальных сигналов, случайным образом расположенных на частотной оси. Расположение помех по оси частот может медленно изменяться по времени.

2. Прицельная помеха. В данном случае спектр помехи существенно совпадает с частотным спектром информационного сигнала. Эффективность применения такой помехи значительно выше, однако для ее эффективной генерации постановщику помех необходимо оперативно определять диапазон частот и ширину спектра подавляемого сигнала, и соответственно настраивать параметры помехи.

3. Сигналоподобные помехи. Эти помехи обладают структурой, сходной с полезными сигналами. Их эффективность выше, но их создание требует дополнительных ресурсов от постановщика помех. Помеха имеет такую же или схожую форму модуляции и параметры, близкие к параметрам полезного сигнала.

Комплекс широкополосных и узкополосных помех представляет собой сочетание широкополосных и узкополосных помеховых сигналов. Этот комплекс состоит из различных сигналов, которые могут иметь разные частоты, амплитуды и фазы. Широкополосные помехи характеризуются тем, что они охватывают значительный диапазон частот, в отличие от узкополосных помех, которые ограничены более узкой полосой частот.

В практических задачах обработки сигналов часто возникают ситуации, когда полезный сигнал подвергается искажениям как собственными шумами приемника, так и внешним помехам разнообразного происхождения. Важно отметить, что заранее невозможно предсказать характер и параметры этих помех, которые могут оказывать воздействие на принимаемый сигнал.

Существует множество исследований, посвященных оптимизации обработки сигналов при наличии различных источников помех [29-32]. Однако большинство из них ограничиваются использованием конкретных моделей для сигнала и шума, что не всегда отражает реальные условия. Интерес представляет подход, который позволяет рассматривать задачи приема сигналов на фоне разнообразных помех, не навязывая жестких ограничений на модели сигнала и шума.

Для решения задачи синтеза оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов обработки сигналов в условиях сложных помех предлагается использовать метод оценочно-корреляционно-компенсационного подхода. Задачу оптимальной обработки сигналов на фоне комплекса помех можно решать как байесовскими, так и небайесовскими подходами к моделированию параметров обнаружения, которые описывают наличие или отсутствие вмешательств в наблюдаемом процессе [1].

Пусть на интервале времени $[0, T]$ наблюдаемый процесс содержит сигнал, шум и комплекс помех, состоящий из M источников широкополосных и узкополосных помех:

$$y(t) = \theta s(t) + \sum_{m=1}^M \vartheta_m v_m(t) + \xi(t), \quad 0 < t < T,$$

где $s(t)$ – полезный сигнал, $v_m(t)$ – отдельная помеха, θ , ϑ – параметры обнаружения полезного сигнала и наличия помех, $\xi(t)$ – белый гауссовский шум.

Параметры обнаружения θ , ϑ принимают значения 0 или 1 и характеризуют отсутствие или наличие сигнала, помехи в наблюдаемом процессе. Относительно этих параметров возможны две постановки задачи: байесовская и небайесовская.

В данной работе будем рассматривать только небайесовскую постановку задач. Предположим, комплекс помех имеет вид:

$$\chi(t) = \sum_{m=1}^M \vartheta_m v_m(t),$$

пусть

$\hat{s}(t) = \overline{s(t) | y(\tau)}$, $0 < \tau < t$ – фильтрационная оценка сигнала на фоне шума и помех.

$\hat{\chi}_0(t) = \sum_{m=1}^M \overline{\vartheta_m v_m(t) | y(\tau)}$, $0 < \tau < t$, $\theta = 0$ – суммарная фильтрационная оценка комплекса

помех на фоне шума при условии отсутствия сигнала.

$\hat{\chi}_1(t) = \sum_{m=1}^M \overline{\vartheta_m v_m(t) | y(\tau)}$, $0 < \tau < t$, $\theta = 1$ – суммарная фильтрационная оценка комплекса

помех на фоне шума при условии наличия сигнала.

При отсутствии сигнала $\theta = 0$, а порождающий процесс $\tilde{y}(t) = y(t) - \hat{\chi}_0(t) = \xi(t)$ представляет собой белый гауссовский шум, статистически идентичный шуму $\tilde{\xi}(t)$.

Минимальное представление наблюдаемого процесса в этом случае имеет вид $y(t) = \hat{\chi}_0(t) + \tilde{\xi}(t)$. При наличии сигнала $\theta = 1$, а порождающий процесс получается

вычитанием из наблюдаемого процесса суммы совместных оценок сигнала и помехи:

$\tilde{y}(t) = y(t) - [\hat{\chi}_0(t) + \hat{s}(t)] = \tilde{\xi}(t)$. Минимальное представление наблюдаемого процесса

в этом случае имеет вид $y(t) = [\hat{\chi}_0(t) + \hat{s}(t)] + \tilde{\xi}(t)$.

Можно записать форму отношения правдоподобия в виде:

$$\Lambda = \frac{w(y_0^T | \mathfrak{Y}, \theta = 1)}{w(y_0^T | \mathfrak{Y}, \theta = 0)}.$$

где $w(y_0^T | \mathfrak{Y}, \theta = 1)$ – условная плотность распределения вероятностей наблюдаемого процесса при наличии сигнала, $w(y_0^T | \mathfrak{Y}, \theta = 0)$ – условная плотность распределения вероятностей наблюдаемого процесса при отсутствии сигнала.

Для небайесовской постановки задач предложим, что параметры $\mathfrak{Y}_m$ являются неслучайными неизвестными. Поделим числитель и знаменатель отношения правдоподобия на плотность распределения наблюдаемого процесса при отсутствии сигнала и помех $w(y_0^T | \mathfrak{Y} = 0, \theta = 0)$:

$$\Lambda = \frac{w(y_0^T | \mathfrak{Y}, \theta = 1) / w(y_0^T | \mathfrak{Y} = 0, \theta = 0)}{w(y_0^T | \mathfrak{Y}, \theta = 0) / w(y_0^T | \mathfrak{Y} = 0, \theta = 0)} = \frac{\Lambda(y_0^T | (s + \chi))}{\Lambda(y_0^T | \chi)}.$$

Отсюда получаем формулу для логарифма отношения правдоподобия:

$$\lambda = \ln \Lambda = \frac{1}{N_0} \int_0^T \left[\hat{s}_{\hat{\mathfrak{Y}}_1}(t) + \sum_{m=1}^M \left(\hat{\mathfrak{g}}_{m1}(t) \hat{v}_{m\hat{\mathfrak{Y}}_1}(t) - \hat{\mathfrak{g}}_{m0}(t) \hat{v}_{m\hat{\mathfrak{Y}}_0}(t) \right) \right] \left(y(t) - \sum_{m=1}^M \hat{\mathfrak{g}}_{m\hat{\mathfrak{Y}}_0} \hat{v}_{m\hat{\mathfrak{Y}}_0}(t) \right) dt - \\ - \frac{1}{2N_0} \int_0^T \left[\hat{s}_{\hat{\mathfrak{Y}}_1}(t) + \sum_{m=1}^M \left(\hat{\mathfrak{g}}_{m1}(t) \hat{v}_{m\hat{\mathfrak{Y}}_1}(t) - \hat{\mathfrak{g}}_{m0}(t) \hat{v}_{m\hat{\mathfrak{Y}}_0}(t) \right) \right]^2 dt$$

где $\hat{\mathfrak{g}}_{m1}(t), \hat{\mathfrak{g}}_{m0}(t)$ – оценки параметра обнаружения помех при $\theta = [0, 1]$.

Величина $\sum_{m=1}^M \left(\hat{\mathfrak{g}}_{m1}(t) \hat{v}_{m\hat{\mathfrak{Y}}_1}(t) - \hat{\mathfrak{g}}_{m0}(t) \hat{v}_{m\hat{\mathfrak{Y}}_0}(t) \right)$ является искажением полезного сигнала в компенсаторе помех, $y(t) - \sum_{m=1}^M \hat{\mathfrak{g}}_{m\hat{\mathfrak{Y}}_0} \hat{v}_{m\hat{\mathfrak{Y}}_0}(t)$ является выходным сигналом компенсатора помех. Сформулированный выше алгоритм обработки имеют высокую степень сложности, что вполне естественно, учитывая сложность исходной задачи, на решение которой он направлен. Однако, в процессе применения к практическим задачам, может потребоваться внести определенные упрощения, чтобы учесть конкретные условия и ограничения данного контекста. На рисунке 1.4 представлена общая структурная схема обнаружителя на фоне комплекса помех.

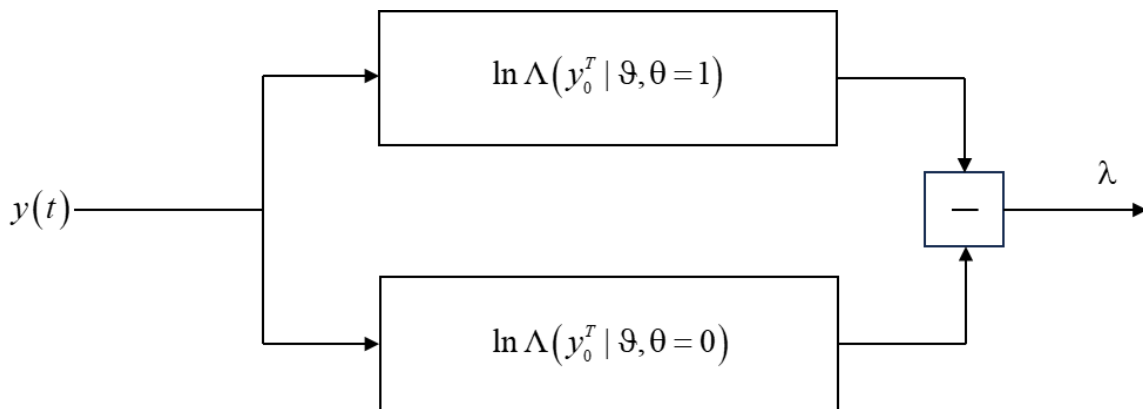


Рисунок 1.4 – Общая структурная схема обнаружителя на фоне комплекса помех

При достаточно слабом сигнале, когда его влияние на оценку помех и параметры обнаружения помех невелико, можно положить

$$\hat{\vartheta}_{m0} \approx \hat{\vartheta}_{m1}, \quad \hat{v}_{m\hat{\vartheta}_0}(t) \approx \hat{v}_{m\hat{\vartheta}_0}(t), \quad m=1, \dots, M.$$

В этом случае имеем квазиоптимальный алгоритм из логарифма правдоподобия для небайесовской постановки задач:

$$\lambda \approx \frac{1}{N_0} \int_0^T \hat{s}_{\hat{\vartheta}_1}(t) \left(y(t) - \sum_{m=1}^M \hat{\vartheta}_{m\hat{\vartheta}_0} \hat{v}_{m\hat{\vartheta}_0}(t) \right) dt - \frac{1}{2N_0} \int_0^T \hat{s}_{\hat{\vartheta}_1}^2(t) dt.$$

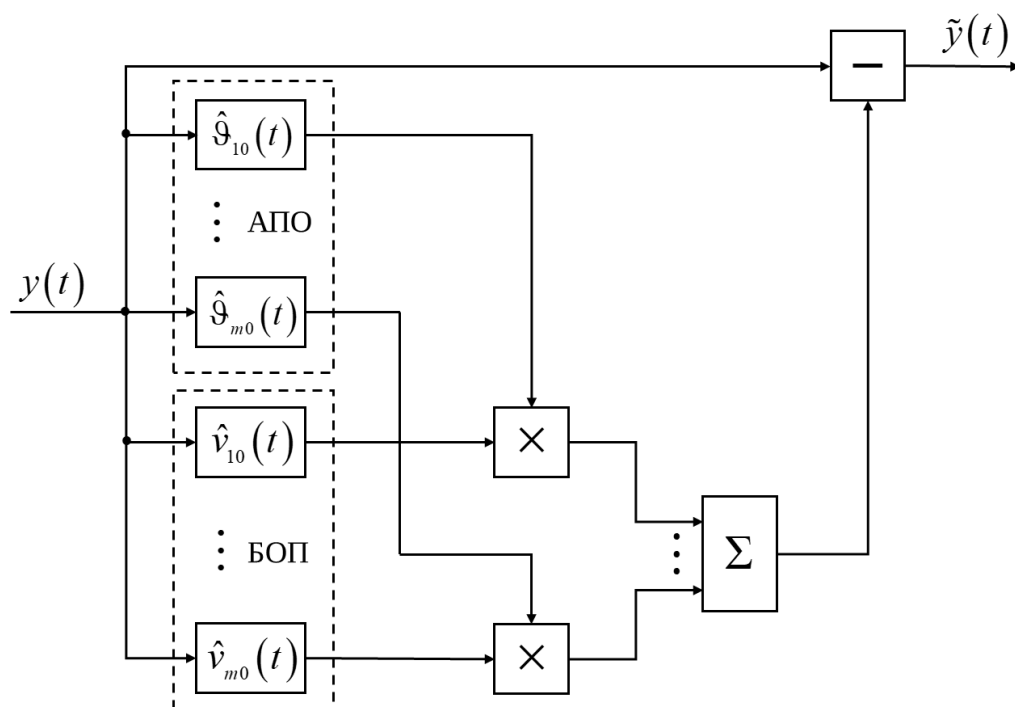


Рисунок 1.5 – Структурная схема компенсатора комплекса помех

Важным компонентом оптимальных и квазиоптимальных систем, описанных выше, являются компенсаторы помех. Эти компенсаторы представляют также

самостоятельный интерес как устройства комплексного подавления помех, которые могут быть использованы в различных системах обработки сигналов. Эти компенсаторы могут быть реализовать по структурной схеме на рисунке 1.5.

В составе компенсатора входит блок оценивания помех (БОП), где формируются оценки каждой помехи ϑ_m , $m=1,...,M$ в отдельности. Прежде чем сигнал блока оценивания помех поступает на сумматор он перемножает с весовыми коэффициентами $\hat{\vartheta}_{m\theta}(t)$, $m=1,...,M$, формирующимися анализатором помеховой обстановки (АПО). Анализатор помеховой обстановки генерирует оценку максимальной правдоподобия $\hat{\vartheta}_{m\theta}(t)$, определяет конкретную помеховую ситуацию. Сигнал от анализатора помеховой обстановки и перемножитель выполняют роль ключа для замыкания цепи.

1.3. Адаптивные алгоритмы пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной помех

При отсутствии априорной информации необходимо осуществлять адаптацию к помеховой обстановке. Адаптация заключается в накоплении независимых выборок помеховых сигналов, их статистической обработке и расчете вектор весовых коэффициентов (ВВК). Этот процесс называется обучением устройства обработки и продолжается до тех пор, пока не будет найдено оптимальное решение [5, 7, 9, 14].

Адаптация антенн – это процесс настройки и измерения характеристик антенной системы с целью обеспечения ее оптимального функционирования и максимальной эффективности передачи или приема сигнала. В настоящее время методы адаптации антенн играют важную роль в обеспечении правильной работы радиосистем. Они используются для настройки антенн на определенные частоты, установки диаграмм направленности и обеспечения максимальной эффективности передачи и приема сигналов. Существует несколько методов адаптации антенн, в зависимости от различных факторов, таких как тип антенны, применяемая технология и цели адаптации. Методы адаптации антенной решетки могут классифицироваться по нескольким ключевым признакам.

1. Характер управления и обновления весов:

- статические (неадаптивные), когда ВВК фиксирован заранее, например, для формирования направленного луча в заданную сторону;
- адаптивные, когда ВВК изменяется в реальном времени на основе текущей обстановки.

2. Алгоритм оптимизации:

- методы градиентного спуска;
- методы случайного поиска;
- рекуррентные методы;
- методы прямого вычисления ВВК.

3. Критерий оптимизации:

- минимизация мощности помех;
- максимизация отношения сигнал-помеха;
- формирование нулей диаграммы направленности в направлении помех [20, 42–45, 73];
- максимизация мощности полезного сигнала.

В данном разделе будут рассмотрены некоторые методы адаптации антенн.

Градиентные методы

Благодаря своей простоте и универсальности широко известен градиентный алгоритм. Градиентный алгоритм является популярным методом оптимизации для нахождения оптимальных параметров в различных задачах, включая настройку весовых коэффициентов в антенных системах. Процесс настройки весовых коэффициентов в антенной системе часто включает в себя минимизацию ошибки между опорным и фактическим сигналами. Градиентный алгоритм использует градиент функции потерь для обновления весовых коэффициентов в направлении, обеспечивающем уменьшение функции потерь. В данном пункте рассматриваем алгоритм наискорейшего спуска, с помощью которого весовой вектор оптимизируется по критерию минимума среднего квадрата ошибки [8, 9, 59, 60].

Пусть сигнал на выходе антенной решетки имеет вид $\underline{z} = \underline{W}\underline{Y}$, где $\underline{Y}$ – вектор-столбец наблюдаемого процесса; $\underline{W}$ – вектор-строка весовых коэффициентов.

Средний квадрат ошибки, найденный в разделе 1.1, равен:

$$D_{\text{error}}(\underline{\mathbf{W}}) = \overline{|e|}^2 = \overline{|d - \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{Y}}|}^2 = D_d - \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{R}}_{Yd} - \underline{\mathbf{R}}_{Yd}^H \underline{\mathbf{W}}^H + \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{R}}_Y \underline{\mathbf{W}}^H.$$

Оптимальный весовой вектор равен $\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} = \underline{\mathbf{R}}_{Yd}^H \underline{\mathbf{R}}_Y^{-1}$.

Поиск оптимального весового вектора осуществляется путем изменения его в направления антиградиента:

$$\underline{\mathbf{W}}(k+1) = \underline{\mathbf{W}}(k) - \gamma \nabla_{\underline{\mathbf{W}}} D_{\text{error}}(\underline{\mathbf{W}}(k)) = \underline{\mathbf{W}}(k) - 2\gamma (\underline{\mathbf{W}}(k) \underline{\mathbf{R}}_Y - \underline{\mathbf{R}}_{Ys}^H),$$

где γ – константа, определяющая шаг адаптации.

При непараметрической статистической априорной неопределенности предлагается использовать оценку градиента, получаемую рекуррентно:

$$\hat{\nabla}_{\underline{\mathbf{W}}} D_{\text{error}}(\underline{\mathbf{W}}(k)) = 2e \nabla_{\underline{\mathbf{W}}} e = -2e \underline{\mathbf{Y}}^H(k).$$

Тогда получим алгоритм адаптации в виде: $\underline{\mathbf{W}}(k+1) = \underline{\mathbf{W}}(k) + 2\gamma e \underline{\mathbf{Y}}^H(k)$.

На рисунке 1.6 представлена структурная схема адаптивного алгоритма наискорейшего спуска [8].

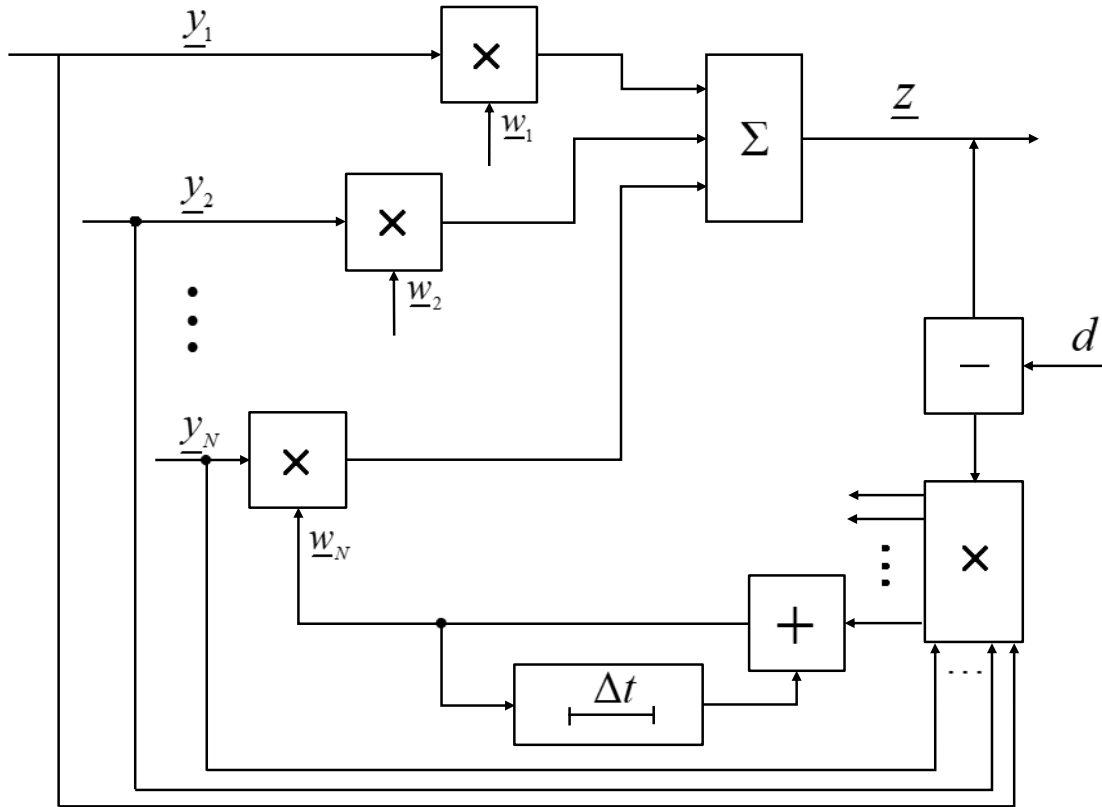


Рисунок 1.6 – Структурная схема адаптивного алгоритма наискорейшего спуска

Методы случайного поиска

Алгоритм случайного поиска представляет собой метод оптимизации, который исследует пространство параметров, выполняя случайные изменения параметров и оценивая результаты с целью найти оптимальное значение целевой функции [37]. Этот метод особенно полезен, когда пространство параметров сложно или дорого исследовать аналитически, и когда функция производительности не имеет явной формы. Для настройки весовых коэффициентов в антенной решетке алгоритм случайного поиска может быть использован для оптимизации производительности антенны.

Линейный случайный поиск – это метод оптимизации, который является вариацией случайного поиска и используется для настройки параметров в многомерном пространстве. В отличие от полного случайного поиска, в линейном случайном поиске изменения весовых коэффициентов выполняются вдоль случайно выбранных координатных направлений. Этот метод особенно полезен, когда оптимизируются многомерные функции.

Согласно алгоритму линейного случайного поиска, на каждой итерации происходит приращение весового вектора $\Delta \underline{\mathbf{W}}(k)$, и затем оценивается соответствующее изменение в показателе эффективности [9].

$$\underline{\mathbf{W}}(k+1) = \underline{\mathbf{W}}(k) + \mu \{ \hat{\Psi}[\underline{\mathbf{W}}(k)] - \hat{\Psi}[\underline{\mathbf{W}}(k) + \Delta \underline{\mathbf{W}}(k)] \} \Delta \underline{\mathbf{W}}(k).$$

где $\hat{\Psi}(\bullet)$ – оценка выбранного критерия эффективности, μ – шаговая постоянная, $\Delta \underline{\mathbf{W}}(k)$ – случайный вектор, составляющие которого независимые случайные числа с гауссовским законом распределения с нулевым средним значением и дисперсией D_W .

Для анализа характеристик алгоритма линейного случайного поиска известно некоторые определения [9]:

– истинное изменение критерия эффективности

$$\Delta \Psi(k) = \Psi[\underline{\mathbf{W}}(k) + \Delta \underline{\mathbf{W}}(k)] - \Psi[\underline{\mathbf{W}}(k)],$$

– оценка изменения критерия эффективности

$$\Delta \hat{\Psi}(k) = \hat{\Psi}[\underline{\mathbf{W}}(k) + \Delta \underline{\mathbf{W}}(k)] - \hat{\Psi}[\underline{\mathbf{W}}(k)],$$

– ошибка в оценке изменения критерия эффективности

$$\gamma_k = \Delta\Psi(k) - \Delta\hat{\Psi}(k),$$

– дисперсия этой ошибки

$$D(\gamma_k) = D[\Delta\hat{\Psi}(k)] = D\{\hat{\Psi}[\mathbf{W}(k) + \Delta\mathbf{W}(k)]\} + D\{\hat{\Psi}[\mathbf{W}(k)]\}.$$

Одной из модификаций метода случайного поиска является ускоренный случайный поиск. Он представляет собой эффективный быстрый метод поиска оптимальных параметров в многомерных пространствах.

Предположим, что выбран критерий эффективности $\Psi(\cdot)$. Пусть изменение весового вектора осуществляется по упрощенному варианту ускоренного случайного поиска [36]:

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + \mu\Delta\mathbf{W}(k),$$

$\Delta\mathbf{W}(k)$ – случайный вектор, составляющие которого определяется выражением:

$$\Delta w_n(k) = \cos \omega_n(k) + j \sin \omega_n(k), n = 1, \dots, N.$$

$\omega_n(k)$ – случайный угол, равномерно распределенный на интервале $[0, 2\pi]$, соответствует $|\Delta w_n(k)| = 1$.

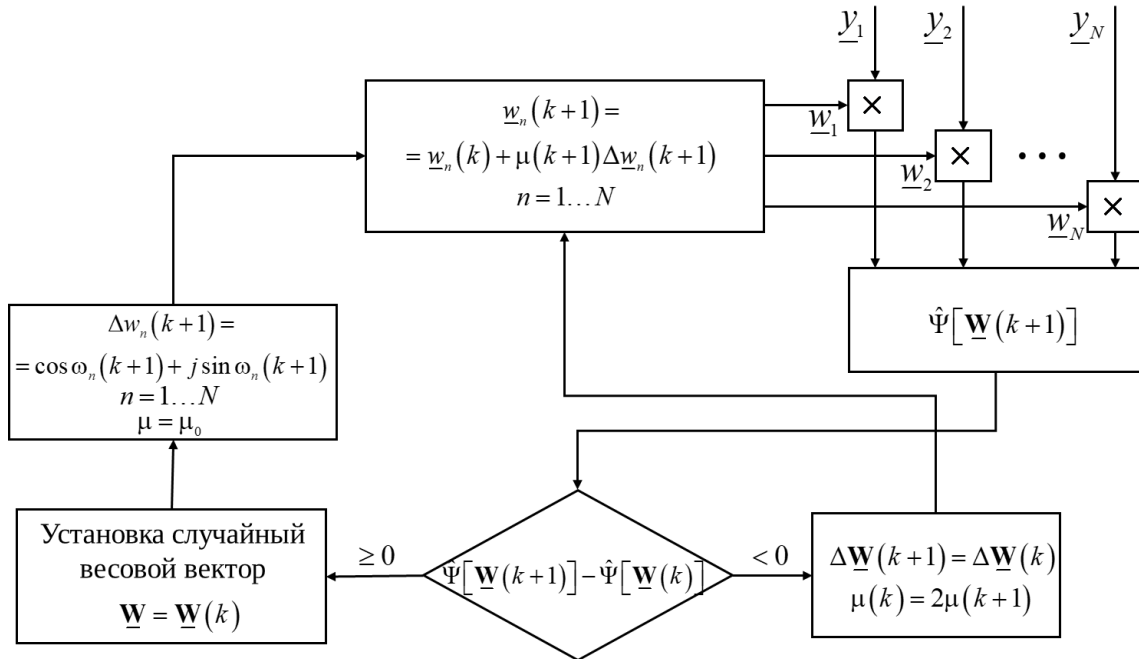


Рисунок 1.7 – Блок-схема алгоритма ускоренного случайного поиска

На рисунке 1.7 показана блок-схема алгоритма ускоренного случайного поиска [9]. В начальном состоянии весовой вектор задается значением $\mathbf{W}(0)$ и оценивается с

использованием либо критерия эффективности $\Psi(\underline{\mathbf{W}}(0))$, либо его оценки $\hat{\Psi}(\underline{\mathbf{W}}(0))$. Затем весовой вектор подвергается изменениям в соответствии с выше представленной процедурой, при условии $\mu(0) = \mu_0$. После этого вычисляется оценка критерия эффективности $\hat{\Psi}[\underline{\mathbf{W}}(1)]$, и производится сравнение этой оценки с величиной $\Psi[\underline{\mathbf{W}}(0)]$. Если это сравнение показывает улучшение эффективности, то приращение $\Delta \underline{\mathbf{W}}$ остается без изменений, а шаговая константа удваивается, что способствует ускоренной сходимости. В случае, если эффективность не улучшается, весовой вектор $\underline{\mathbf{W}}$ сохраняется в том же состоянии, что и в начале, и выбирается новое значение для вектора $\Delta \underline{\mathbf{W}}$, а значение μ устанавливается равным μ_0 . Вследствие того, что алгоритм ускоренного случайного поиска позволяет возвращаться к предыдущему значению вектора $\underline{\mathbf{W}}$, когда эффективность не улучшается, он оказывается устойчивым независимо от выбора шаговой константы.

Метод непосредственного обращения корреляционных матриц

Одним из основных недостатков алгоритмов минимизации СКО и максимизации ОСП является малая скорость сходимости весового вектора к устанавливаемому значению. Для ускорения скорости сходимости используют метод прямого вычисления корреляционной матрицы входных сигналов [9, 26–28].

Как известно корреляционная матрица сигналов, принимаемых N -элементной адаптивной антенной решетки, определяется соотношением:

$$\underline{\mathbf{R}}_Y = \{\overline{y_i y_j^*}, i, j = 1.., N\} = \underline{\mathbf{R}}_S + \underline{\mathbf{R}}_V.$$

При наличии полезного сигнала оптимальный весовой вектор имеет вид:

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} = \underline{\mathbf{R}}_{Yd}^H \underline{\mathbf{R}}_Y^{-1}.$$

Если свойства сигнала и помехи заранее известны, то можно определить корреляционные матрицы и вычислить оптимальный весовой вектор по выше представленной формуле. Однако на практике параметры сигнально-помеховой ситуации часто неизвестны. Кроме того, сигнально-помеховая ситуация изменяется во времени из-за разных факторов. Поэтому есть необходимость постоянно обновлять

вектор. В ситуации, когда отсутствует подробная априорная информация необходимо находить оценки корреляционных матриц $\hat{\mathbf{R}}_Y, \hat{\mathbf{R}}_{Yd}$ а затем вычислять оценку вектора $\hat{\mathbf{W}}_{\text{opt}}$. Для нахождения оценок корреляционных матриц известен метод непосредственного обращения матрицы [9]. Оценки корреляционных матриц вычисляются на первом этапе обучения по выборке размером K :

$$\hat{\mathbf{R}}_Y = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{Y}(k) \mathbf{Y}^H(k),$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{Yd} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{Y}(k) d^*(k).$$

Эти оценки корреляционных матриц используются для расчета оценки оптимального вектора: $\hat{\mathbf{W}}_{\text{opt}} = \hat{\mathbf{R}}_{Yd}^H \hat{\mathbf{R}}_Y^{-1}$ [9].

Основным недостатком метода непосредственного обращения матрицы является большое число вычислений для формирования корреляционной матрицы. Формирование выборочной корреляционной матрицы требует $\frac{KN(N+1)}{2}$ комплексных умножений, обращение результирующей эрмитовой матрицы требует $\frac{N^3}{2} + N^2$ комплексных умножений, а расчет вектора требует еще N^2 комплексных умножений, где N – число весовых коэффициентов.

Метод рекуррентного обращения корреляционной матрицы

Рекуррентное обращение корреляционной матрицы – это метод обновления обратной матрицы при добавлении новых данных. Данный подход широко применяется в адаптивных алгоритмах обработки сигналов, например, в адаптивных фильтрах и алгоритмах оценки параметров. Если использовать стандартное обращение матрицы, то вычислительная сложность составляет $O(N^3)$, что неэффективно. Вместо этого можно использовать рекуррентное обращение с помощью формулы Шермана-Моррисона [26-28]:

$$\underline{\mathbf{R}}^{-1}(k+1) = \underline{\mathbf{R}}^{-1}(k) - \frac{\underline{\mathbf{R}}^{-1}(k)\underline{\mathbf{x}}(k+1)\underline{\mathbf{x}}^H(k+1)\underline{\mathbf{R}}^{-1}(k)}{1 + \underline{\mathbf{x}}^H(k+1)\underline{\mathbf{R}}^{-1}(k)\underline{\mathbf{x}}(k+1)},$$

где $\underline{\mathbf{x}}$ – вектор данных.

Для учета значимости предыдущего значения относительно текущего используем следующую формулу [9]:

$$\hat{\underline{\mathbf{R}}}^{-1}(k+1) = \frac{1}{(1-\beta)}\hat{\underline{\mathbf{R}}}^{-1}(k) - \frac{\beta}{(1-\beta)} \frac{\hat{\underline{\mathbf{R}}}^{-1}(k)\underline{\mathbf{x}}(k+1)\underline{\mathbf{x}}^H(k+1)\hat{\underline{\mathbf{R}}}^{-1}(k)}{(1-\beta) + \beta \underline{\mathbf{x}}^H(k+1)\hat{\underline{\mathbf{R}}}^{-1}(k)\underline{\mathbf{x}}(k+1)},$$

где β – коэффициент памяти.

Алгоритм фазовой адаптации антенных решеток

Алгоритм фазовой адаптации антенных решеток – это метод управления фазами сигналов, поступающих на различные элементы антенной решетки (антенные элементы), чтобы улучшить ее характеристики, такие как направленность, усиление сигнала, подавление помех и улучшение качества приема или передачи сигнала.

Основная идея алгоритма фазовой адаптации заключается в том, чтобы установить оптимальные значения фаз для каждого элемента антенной решетки таким образом, чтобы изменить направление главного лепестка диаграммы направленности (задача фокусировки) или формировать в диаграмме направленности нули (задача подавления помех). Это позволяет усилить сигнал в определенном направлении, например, от источника сигнала и, возможно, уменьшить воздействие помех или сигналов от других направлений.

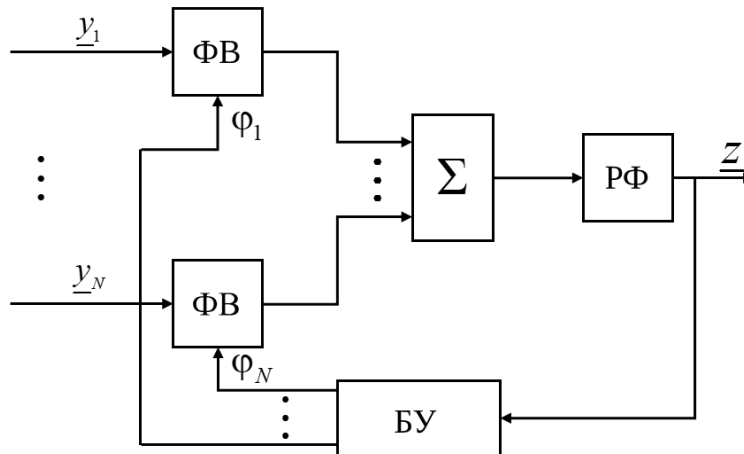


Рисунок 1.8 – Общая структурная схема устройства фазовой адаптации

Обобщенная структурная схема устройства фазовой адаптации представлена на рисунке 1.8, где ФВ – фазовращатель, БУ – блок управления, РФ – режекторный фильтр.

Алгоритм фазовой адаптации исследован Щаповым Ю. М. в статье [20]. Сигнал на выходе АР $\underline{z}$ может быть представлен в виде суммы сигнала от определенного n -го элемента АР и суммы сигналов от всех остальных $N-1$ элементов:

$$\underline{z} = E_n e^{j\varphi_n} + E_\Sigma e^{j\varphi_\Sigma}, \quad n=1,2,\dots,N.$$

Если $E_\Sigma \gg E_n$, то амплитуда суммарного сигнала равна:

$$E_z \approx E_\Sigma + E_n \cos(\varphi_0 + \varphi_n).$$

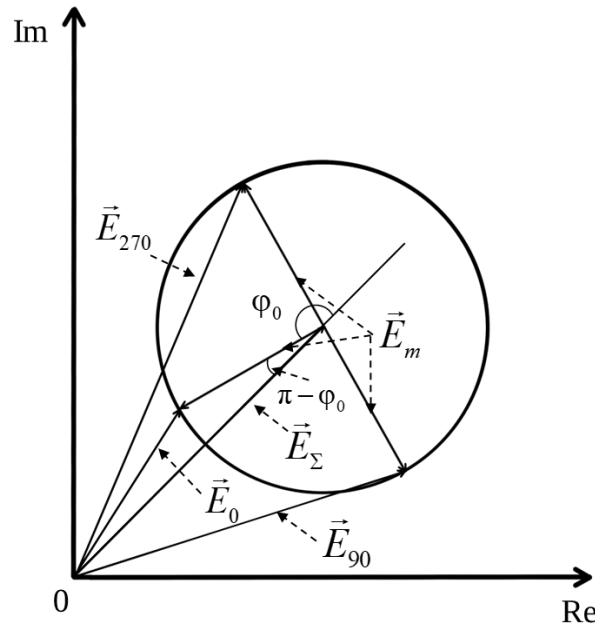


Рисунок 1.9 – Пояснение алгоритма фазовой адаптации Щапова Ю. М. [20]

Для заданных значений фазы амплитуда выходного сигнала АР равна:

$$\varphi_n = 0^\circ: E_0 = E_\Sigma + E_n \cos \varphi_0,$$

$$\varphi_n = 90^\circ: E_{90} = E_\Sigma + E_n \cos(\varphi_0 + 90^\circ) = E_\Sigma - E_n \sin \varphi_0,$$

$$\varphi_n = 180^\circ: E_{180} = E_\Sigma + E_n \cos(\varphi_0 + 180^\circ) = E_\Sigma - E_n \cos \varphi_0.$$

Диаграмма, поясняющая алгоритм фазовой адаптации, представлена на рисунке 1.9.

Начальная фаза φ_0 может быть определена путем решения вышеуказанной системы уравнений:

$$\operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{E_0 + E_{180} - 2E_{90}}{E_{90} - E_{180}},$$

$$\varphi_0 = \arctg\left(\frac{E_0 + E_{180} - 2E_{90}}{E_0 - E_{180}}\right) - \pi \begin{cases} 0, E_0 - E_{180} > 0 \\ 1, E_0 - E_{180} < 0 \end{cases}.$$

Величина фазы в n -м элементе АР, обеспечивающая наименьшую мощность помех на выходе АР, получена в работе [20] и равна. $\varphi_{n \text{ opt}} = 180^\circ - \varphi_0$. В задаче фокусировки ДН для приема полезного сигнала оптимальное значение фазы составляет $\varphi_{n \text{ opt } 0} = -\varphi_0$. Процесс изменения фаз всех элементов и измерение мощности на выходе АР для всех элементов $n = 1, \dots, N$ АР требует $3N$ шагов и образует полный цикл адаптации.

1.4. Постановка задачи диссертационного исследования

В настоящее время, когда на приемной системе действуют разновидности помех, такие как гауссовские, негауссовские помехи, широкополосные и узкополосные помехи. А большинство алгоритмов сосредоточено в первую очередь на подавление самых мощных помех и более слабые помехи подавляются не полностью [20, 43]. В связи с различиями характеристик помех целесообразно подавлять каждую из помех в отдельности. Каждые из помех могут быть разные по пространственным, спектральным и временным характеристикам, они тоже могут быть разные по амплитудному распределению.

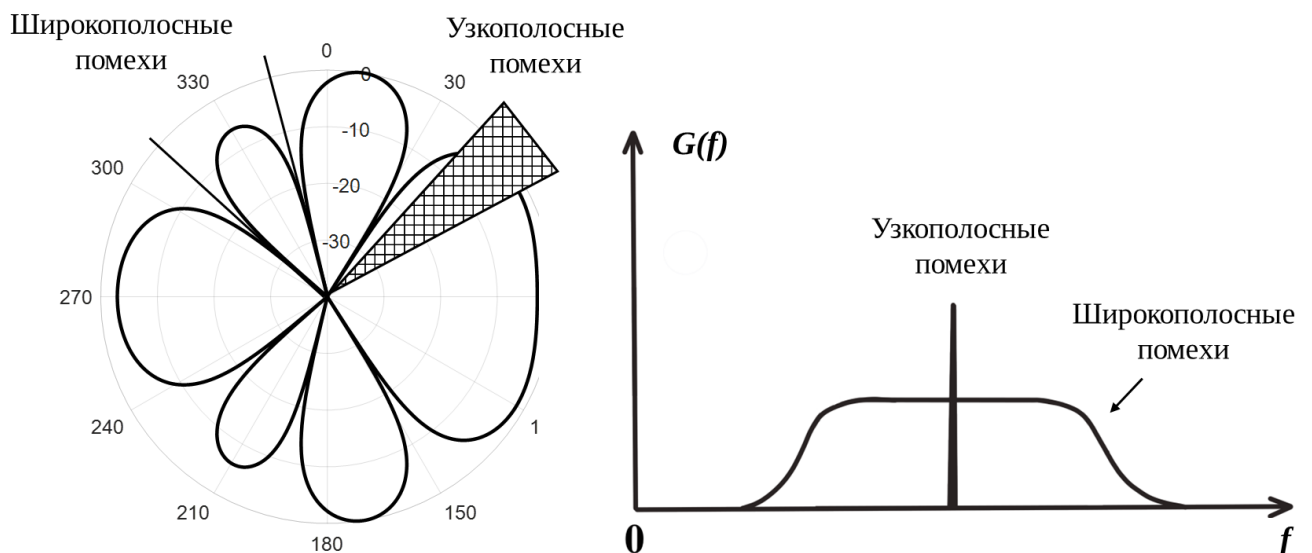


Рисунок 1.10 – Спектральные и угловые характеристики комплекса широкополосных и узкополосных помех

На рисунке 1.10 представлены спектральные и угловые характеристики комплекса широкополосных и узкополосных помех.

Для подавления широкополосных негауссовских и узкополосных помех широко используются временное подавление при цифровой обработке сигналов, такие как фильтрация помех, многоканальная обработка сигнала и ортогональное разделение частот, обеспечивающие выделения полезного сигнала на фоне помех даже при полном перекрытии спектра сигнала [30–35]. Подход, основанный на разделении устройств пространственной и временной обработки сигналов, также помогает уменьшить сложность реализации [8, 16–19].

1.5. Выводы

В результате анализа литературы были рассмотрены основные принципы построения и оптимизации систем пространственно-временной компенсации помех с использованием антенных решеток. Проанализированы критерии эффективности обработки сигналов, включая минимизацию среднеквадратической ошибки, максимизацию отношения сигнал-помеха, максимальное правдоподобие и минимизацию дисперсии помех. Установлено, что выбор критерия зависит от наличия априорной информации и конкретной сигнально-помеховой обстановки.

Проанализированы характеристики различных типов помех – заградительных, прицельных, сигналоподобных, а также их сочетания в виде комплекса широкополосных и узкополосных помех. Обоснована необходимость использования оценочно-корреляционно-компенсационного подхода для построения обобщённых структур обработки сигналов в условиях неопределённости.

Рассмотрены адаптивные алгоритмы компенсации помех, включая методы градиентного спуска, случайного поиска, а также ускоренные модификации. Выделены алгоритмы на основе непосредственного и рекуррентного обращения корреляционных матриц, которые обеспечивают гибкость в реальных условиях. Особое внимание уделено алгоритмам фазовой адаптации, позволяющим эффективно управлять диаграммой направленности антенной решётки при минимизации мощности помех.

Сформулирована задача диссертационного исследования, направленная на повышение устойчивости и эффективности систем адаптивной пространственно-временной компенсации комплекса помех.

2. ОПТИМАЛЬНЫЕ АЛГОРИТМЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ КОМПЛЕКСА ШИРОКОПОЛОСНОЙ И УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХ

2.1 Постановка задачи синтеза пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной помех

Комплекс помех может включать узкополосные и широкополосные помехи, а также другие виды сигналов помехового характера. Эти помехи могут одновременно воздействовать на полезный сигнал, обладать временной и частотной изменчивостью, а также статистической взаимозависимостью, что значительно усложняет задачу построения эффективных методов обработки [12, 26–28]. Решение задачи обработки сигналов в таких условиях требует разработки оптимальных и адаптивных алгоритмов, способные учитывать сложную структуру помеховой обстановки. Для того применяется адаптивная фильтрация, алгоритмы, основанные на машинном обучении, а также подходы, использующие анализ пространственных и спектральных характеристик помех [29–35].

В условиях воздействия помех различной природы традиционные методы фильтрации, ориентированные только на временную или только на пространственную обработку сигналов, часто оказываются недостаточно эффективными. Это связано с необходимостью дифференцированного подхода к подавлению широкополосных и узкополосных помех, обладающих различными спектральными и пространственными характеристиками. Существенное значение приобретают методы пространственно-временной адаптивной компенсации помех, позволяющие учитывать и согласованно обрабатывать временные, частотные и пространственные параметры мешающих сигналов [38–41]. При этом перспективным направлением являются подходы с разделением на пространственную и временную компоненты обработки, в которых каждая подсистема специализирована на подавление определенного класса помех. Такой подход позволяет упростить архитектуру обработки, снизить вычислительные затраты, аппаратную нагрузку и повысить устойчивость системы к широкому классу помеховых воздействий. Пространственно-временные методы обеспечивают

формирование диаграмм направленности и селективную фильтрацию спектра сигнала, эффективно адаптируют компенсатора помех к изменяющимся условиям.

Целью настоящей главы является формировка решения задачи синтеза пространственно-временной системы компенсации комплекса помех, способной в реальном времени адаптироваться к изменяющейся среде и обеспечивать максимально возможное восстановление полезного сигнала. Предполагается, что на вход антенной решетки поступает наблюдаемый процесс, содержащий полезный сигнал, аддитивный шум и совокупность широкополосных и узкополосных помех, структура которых априорно неизвестна или известна частично. Также учитывается возможность обучения и адаптации в процессе функционирования системы.

В рамках сформулированной задачи требуется:

- построить математическую модель наблюдаемого сигнала с учётом спектральных и пространственных характеристик помех;
- выбрать и обосновать критерии оптимальности обработки;
- разработать оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы с разделением на пространственный и временной компоненты;
- обеспечить согласованную работу пространственного и временного блоков;
- оценить устойчивость и эффективность предложенных алгоритмов.

2.2. Синтез оптимальных алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной гауссовских помех

Оптимальная обработка сигналов заключается в разработке и применении математически обоснованных методов и алгоритмов анализа, направленных на извлечение максимально возможной информации из наблюдаемых данных либо достижение заданных целей при наличии ограничений и внешних воздействий. Критерии оптимальности обработки могут включать минимизацию среднеквадратической ошибки, минимизацию вероятности ошибки, максимизацию вероятности правильного обнаружения, максимизацию функции правдоподобия и другие [8-11, 28]. Эти критерии имеют критически важное значение в широком спектре инженерных и научных приложений.

Методы оптимальной обработки могут включать фильтрацию, оценку параметров, декорреляцию, синхронизацию, сжатие данных и другие алгоритмические подходы. В условиях воздействия комплекса помех задача оптимальной обработки сигналов существенно усложняется и становится более ресурсоемкой с вычислительной точки зрения по сравнению с обработкой в присутствии одиночных (однородных) помех [1, 7]. В реальных условиях сигнал, как правило, подвергается воздействию множества разнородных и потенциально взаимосвязанных помех, формирующих так называемый комплекс помех [10].

На рисунке 2.1 представлена структурная схема оптимальной линейной обработки на фоне комплекса помех [16].

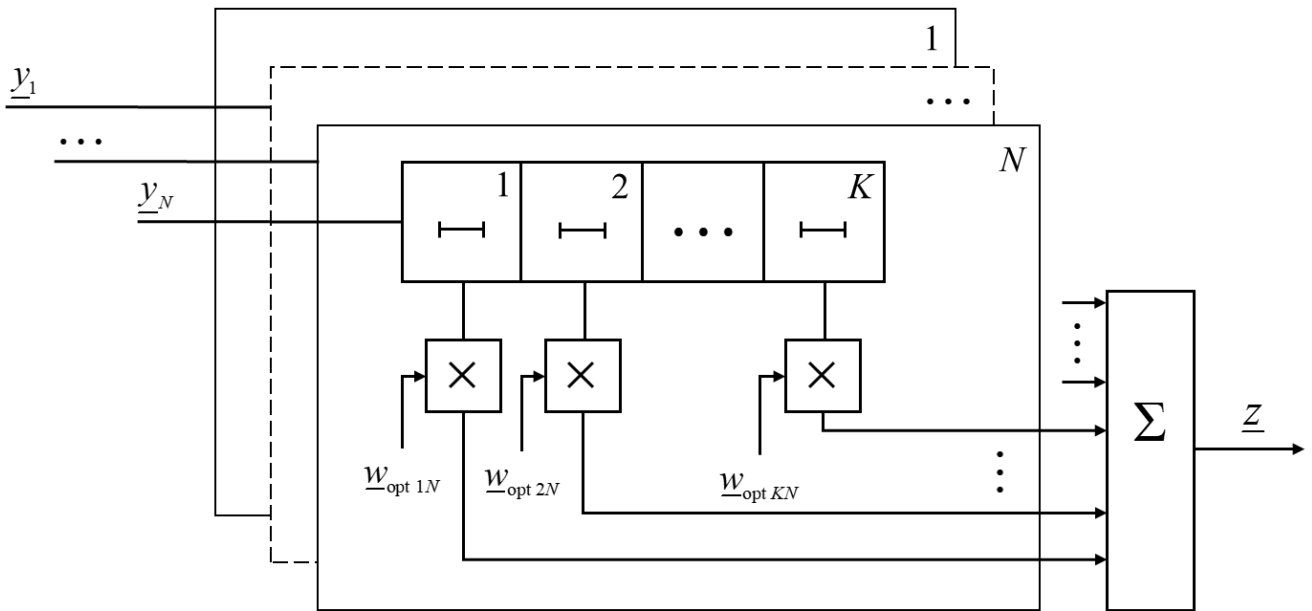


Рисунок 2.1 – Структурная схема оптимальной обработки на фоне комплекса помех с объединенными пространственной и временной обработками

Пусть наблюдаемый процесс представляет собой $KN \times 1$ вектор-столбец пространственно-временных отсчетов

$$\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{V}}_{\text{nb}} + \underline{\mathbf{V}}_{\text{wb}} + \underline{\mathbf{V}}_{\text{noise}},$$

где $\underline{\mathbf{S}} = \{\underline{s}_1, \dots, \underline{s}_K, \underline{s}_{K+1}, \dots, \underline{s}_{2K}, \underline{s}_{2K+1}, \dots, \underline{s}_{KN}\}^T$ – вектор отсчетов полезного сигнала,

$\underline{\mathbf{V}}_{\text{nb}} = \{\underline{v}_{\text{nb } 1}, \dots, \underline{v}_{\text{nb } K}, \underline{v}_{\text{nb } K+1}, \dots, \underline{v}_{\text{nb } 2K}, \underline{v}_{\text{nb } 2K+1}, \dots, \underline{v}_{\text{nb } KN}\}^T$ – вектор отсчетов пространственно-распределенной узкополосной помехи,

$\underline{\mathbf{V}}_{\text{wb}} = \{\underline{v}_{\text{wb } 1}, \dots, \underline{v}_{\text{wb } K}, \underline{v}_{\text{wb } K+1}, \dots, \underline{v}_{\text{wb } 2K}, \underline{v}_{\text{wb } 2K+1}, \dots, \underline{v}_{\text{wb } KN}\}^T$ – вектор отсчетов пространственно сосредоточенной широкополосной помехи,

$\underline{\mathbf{V}}_{\text{noise}} = \left\{ \begin{matrix} \underline{v}_{\text{noise } 1}, \dots, \underline{v}_{\text{noise } K}, \underline{v}_{\text{noise } K+1}, \dots \\ \dots, \underline{v}_{\text{noise } 2K}, \underline{v}_{\text{noise } 2K+1}, \dots, \underline{v}_{\text{noise } KN} \end{matrix} \right\}^T$ – вектор отсчетов некоррелированного гауссовского шума, K – число отсчетов во времени, N – число пространственных отсчетов, равное числу антенн. Пространственно-временные отсчеты в каждом из векторов упорядочены сначала во времени, а потом по пространству. Помехи и шум взаимно статистически независимы.

Детерминированный полезный сигнал равен

$$\underline{\mathbf{S}} = \underline{\mathbf{W}}_S \otimes \underline{\mathbf{s}}_0,$$

где $\underline{\mathbf{W}}_S = \{\underline{w}_{S1}, \underline{w}_{S2}, \dots, \underline{w}_{SN}\}^T$ – направляющий вектор сигнала, $\underline{\mathbf{s}}_0 = \{\underline{s}_{01}, \underline{s}_{02}, \dots, \underline{s}_{0K}\}^T$ – вектор K отсчетов сигнала во времени, $\otimes$ – знак кронекеровского произведения.

Широкополосная помеха формируется M источниками излучения, расположенными в заданных точках пространства

$$\underline{\mathbf{V}}_{\text{wb}} = \sum_{m=1}^M \underline{\mathbf{V}}_{\text{wb } m} = \sum_{m=1}^M (\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb } m} \otimes \underline{\mathbf{v}}_{0 \text{ wb } m}),$$

где $\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb } m}$ – направляющий вектор широкополосной помехи, $\underline{\mathbf{v}}_{0 \text{ wb } m}$ – вектор K отсчетов широкополосной помехи во времени.

Направляющий вектор для сигнала и каждой широкополосной помехи задается их азимутом α и углом места γ источника излучения, а также координатами x_n, y_n ненаправленных антенн:

$$\underline{\mathbf{W}} = \left\{ \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda} \sin \gamma (x_n \cos \alpha + y_n \sin \alpha) \right], n = 1, \dots, N \right\}.$$

Корреляционная матрица некоррелированного шума равна:

$$\mathbf{R}_{\text{noise}} = D_{\text{noise}} \mathbf{I}_{\text{noise}},$$

где $\mathbf{I}_{\text{noise}}$ – единичная матрица размером $KN \times KN$, D_{noise} – дисперсия шума.

Пусть источники широкополосных помех $\underline{\mathbf{v}}_{0\text{wb}m}$ представляют собой гауссовские случайные величины, некоррелированные между собой и с некоррелированными отсчетами во времени и дисперсиями $D_{\text{wb}m}$, $m=1, \dots, M$.

Матрица пространственной корреляции таких помех в антеннах равна

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb} s} = \sum_{m=1}^M D_{\text{wb}m} \underline{\mathbf{W}}_{\text{wb}m} \underline{\mathbf{W}}_{\text{wb}m}^H,$$

а матрица временной корреляции широкополосной помехи равна

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb} t} = \sum_{m=1}^M D_{\text{wb}m} \mathbf{I},$$

где $\mathbf{I}$ – единичная матрица размером $K \times K$. Полная матрица пространственно-временной корреляции получается из отсчетов помехи, полученных кронекеровским произведением направляющего вектора и вектора временных отсчетов помехи

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{R}}_{\text{wb}} &= \sum_{m=1}^M (\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb}m} \otimes \underline{\mathbf{v}}_{0\text{wb}m}) \left[\sum_{m=1}^M (\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb}m} \otimes \underline{\mathbf{v}}_{0\text{wb}m}) \right]^H = \\ &= \sum_{m=1}^M \overline{(\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb}m} \otimes \underline{\mathbf{v}}_{0\text{wb}m}) (\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb}m} \otimes \underline{\mathbf{v}}_{0\text{wb}m})^H} = \\ &= \sum_{m=1}^M D_{\text{wb}m} \times \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$\times \begin{vmatrix} \mathbf{I} |\underline{\mathbf{w}}_{\text{wb}m1}|^2 & \mathbf{I} \underline{\mathbf{w}}_{\text{wb}m1} \underline{\mathbf{w}}_{\text{wb}m2}^* & \cdots & \mathbf{I} \underline{\mathbf{w}}_{\text{wb}m1} \underline{\mathbf{w}}_{\text{wb}mN}^* \\ \mathbf{I} \underline{\mathbf{w}}_{\text{wb}m2} \underline{\mathbf{w}}_{\text{wb}m1}^* & \mathbf{I} |\underline{\mathbf{w}}_{\text{wb}m2}|^2 & \cdots & \mathbf{I} \underline{\mathbf{w}}_{\text{wb}m2} \underline{\mathbf{w}}_{\text{wb}mN}^* \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{I} \underline{\mathbf{w}}_{\text{wb}mN} \underline{\mathbf{w}}_{\text{wb}m1}^* & \mathbf{I} \underline{\mathbf{w}}_{\text{wb}mN} \underline{\mathbf{w}}_{\text{wb}m2}^* & \cdots & \mathbf{I} |\underline{\mathbf{w}}_{\text{wb}mN}|^2 \end{vmatrix}.$$

Представим корреляционную матрицу широкополосной помехи как кронекеровское произведение матрицы пространственной корреляции и матрицы коэффициентов временной корреляции

$$\underline{\mathbf{r}}_{\text{wb} t} = \frac{1}{\sum_{m=1}^M D_{\text{wb}m}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{wb} t},$$

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb}} = \underline{\mathbf{R}}_{\text{wb} s} \otimes \underline{\mathbf{r}}_{\text{wb} t} = \underline{\mathbf{R}}_{\text{wb} s} \otimes \mathbf{I}. \quad (2.2)$$

где $\mathbf{I}$ – единичная матрица размером $K \times K$.

Если узкополосная помеха во времени изменяется очень медленно, то ее матрица временной корреляции может быть принята равной

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{nb } t} = D_{\text{nb}} \mathbf{E},$$

где матрица $\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix}$ имеет размер $K \times K$.

Узкополосная помеха создается рассеивающими элементами, непрерывно распределенными в пространстве в широком диапазоне угловых координат. Поэтому пространственная корреляция таких помех в элементах антенной решетки практически незначительная и матрица пространственной корреляции узкополосной помехи приближенно равна

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{nb } s} = D_{\text{nb}} \mathbf{I}, \quad (2.3)$$

где единичная матрица $\mathbf{I}$ имеет размер $N \times N$.

Тогда запишем корреляционную матрицу узкополосной помехи как кронекеровское произведение матрицы ее пространственной корреляции и матрицы коэффициентов временной корреляции

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{r}}_{\text{nb } t} &= \frac{1}{D_{\text{nb}}} \underline{\mathbf{R}}_{\text{nb } t} = \mathbf{E}, \\ \underline{\mathbf{R}}_{\text{nb}} &= \underline{\mathbf{R}}_{\text{nb } s} \otimes \underline{\mathbf{r}}_{\text{nb } t} = D_{\text{nb}} \mathbf{I} \otimes \mathbf{E}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Так как помехи и шумы статистически независимы друг от друга, то корреляционная матрица суммы помех и шумов равна сумме из корреляционных матриц

$$\underline{\mathbf{R}}_V = \underline{\mathbf{R}}_{\text{wb}} + \underline{\mathbf{R}}_{\text{nb}} + \underline{\mathbf{R}}_{\text{noise}}.$$

Оптимальная обработка детерминированного сигнала на фоне гауссовских помех заключается в весовом суммировании всех пространственных и временных отсчетов наблюдаемого процесса по критерию максимизации ОСП:

$$\underline{z} = \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{Y}}, \quad (2.4)$$

где $\underline{\mathbf{W}}$ – вектор весовых коэффициентов размером $1 \times NK$. Оптимальный по критерию максимума ОСП весовой вектор равен [9, 11]:

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} = \underline{\mathbf{S}}^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1},$$

Максимальное ОСП на выходе обработки соответственно равно [9]:

$$q_{\text{max}} = \underline{\mathbf{S}}^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1} \underline{\mathbf{S}}. \quad (2.5)$$

В общем случае корреляция помех может быть различной как во времени, так и по пространству. Например, корреляция во времени широкополосной помехи может быть задана коэффициентом корреляции ее временных отсчетов

$$r_{\text{wb}t}(k_1, k_2) = e^{-\alpha_{\text{wb}t}|k_1 - k_2|}, \quad (2.6)$$

где $\alpha_{\text{wb}t} > 1$ – коэффициент затухания временной корреляции, k_1, k_2 – номера отсчетов во времени. Аналогичным образом задается коэффициент корреляции узкополосной помехи во времени

$$r_{\text{nb}t}(k_1, k_2) = e^{-\alpha_{\text{nb}t}|k_1 - k_2|}, \quad (2.7)$$

с коэффициентом затухания $\alpha_{\text{nb}t} < 1$. Для описания пространственной корреляции узкополосной помехи используем угловой спектр мощности $p(\alpha, \gamma)$, задающий распределение интенсивности помехи по угловым координатам α, γ . Элементы матрицы пространственной корреляции пространственных отсчетов узкополосной помехи равны

$$r_{\text{nb} s}(n, m) = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} p(\alpha, \gamma) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \sin \gamma [(x_m - x_n) \cos \alpha + (y_m - y_n) \sin \alpha]} d\gamma d\alpha}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} p(\alpha, \gamma)}, \quad n, m = 1, \dots, N. \quad (2.8)$$

Примем для анализа следующие значения: число элементов в антенной решетке $N = 4$, элементы расположены на плоскости равномерно относительно друг от друга на расстоянии $d = \frac{\lambda}{2}$, число отчетов по времени $K = 10$. Предположим, все источники сигнала и помех располагаются на одной плоскости $\alpha = 0^\circ$. Постоянный во времени полезный детерминированный сигнал $\mathbf{s}_1 = \{1, 1, \dots, 1\}$ или знакопеременный во времени сигнал $\mathbf{s}_2 = \{1, -1, 1, \dots\}$, располагаются в угловом направлении $\gamma_s = 0^\circ$. Один источник

широкополосной помехи с дисперсией D_{wb} располагается в угловом направлении $\gamma_{wb} = 20^\circ$. Узкополосная помеха с дисперсией D_{nb} пространственно плотно и

равномерно окружает АР. Введем нормирование мощности помех: $q_{wb} = \frac{D_{wb}}{D_{noise}}$,

$q_{nb} = \frac{D_{nb}}{D_{noise}}$, где $q_{wb} = 10$ дБ – отношение широкополосная помеха-шум, $q_{nb} = 10$ дБ –

отношение узкополосная помеха-шум. Отношение сигнал-шум на входе элементов АР

$$q_{in} = \frac{|s_0|^2}{D_{noise}} = 1.$$

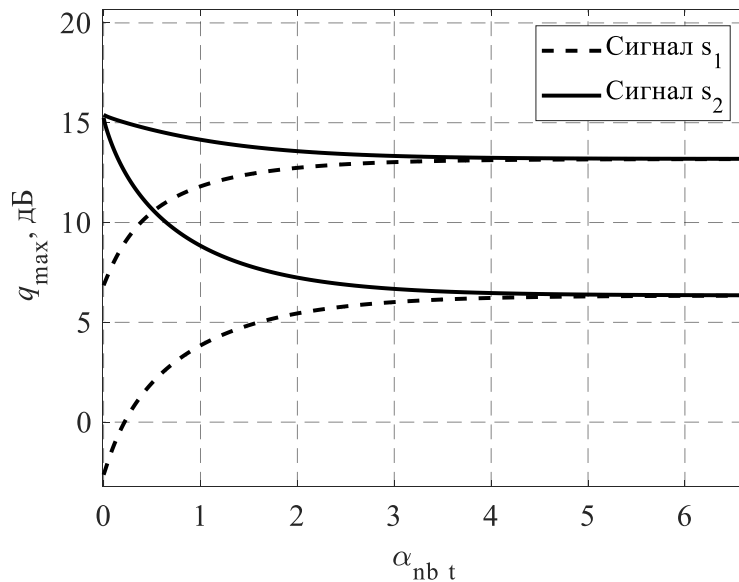


Рисунок 2.2 – Зависимости ОСП от коэффициента затухания временной корреляции узкополосной помехи

Рассмотрим эффективность обработки при действии только узкополосной помехи. На рисунке 2.2 приведены зависимости отношения сигнал-помеха (2.5) от коэффициента затухания временной корреляции узкополосной помехи. Отношение узкополосная помеха-шум равно $q_{nb} = 10$ дБ (верхние графики) и 20 дБ (нижние графики). Узкополосная помеха имеет равномерный угловой спектр $p(\alpha, \pi/2) = \text{const}$ и поэтому пространственно коррелирована. Матрица пространственной корреляции узкополосной помехи, рассчитанная по формуле (2.8) для заданной антенной решетки равна [93]:

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{nb s}} = D_{\text{nb}} \begin{vmatrix} 1 & -0.3042 & 0.2203 & -0.1812 \\ -0.3042 & 1 & -0.3042 & 0.2203 \\ 0.2203 & -0.3042 & 1 & -0.3042 \\ -0.1812 & 0.2203 & -0.3042 & 1 \end{vmatrix}.$$

Использование широкополосного, знакопеременного сигнала обеспечивает более высокое отношение сигнал-помеха по сравнению с узкополосным, постоянным сигналом за счёт меньшего спектрального перекрытия с узкополосной помехой.

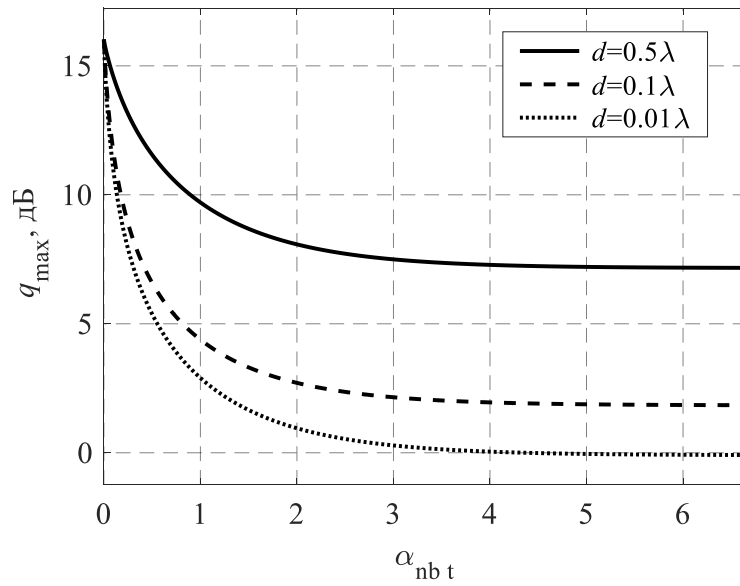


Рисунок 2.3 – Зависимости ОСП от коэффициента затухания временной корреляции УП помехи при разных расстояниях между элементами АР

Дальнейший анализ проведем для знакопеременного сигнала s_2 . На рисунке 2.3 приведены зависимости отношения сигнал-помеха от коэффициента затухания временной корреляции пространственно коррелированной узкополосной помехи при разных расстояниях между элементами АР и $q_{\text{nb}} = 10$ дБ. Выигрыш в отношении сигнал-помеха при наибольшем расстоянии между антенными элементами составляет более 7 дБ и уменьшается при уменьшении $\alpha_{\text{nb } t}$.

На рисунке 2.4 приведены отношения сигнал-помеха от коэффициента затухания временной корреляции узкополосной помехи при АР из $N = 4$ антенных элементов, расположенных на расстоянии $d = 0.001\lambda$ и АР из $N = 1$ антенного элемента при коррелированной узкополосной помехе и $q_{\text{nb}} = 10$ дБ.

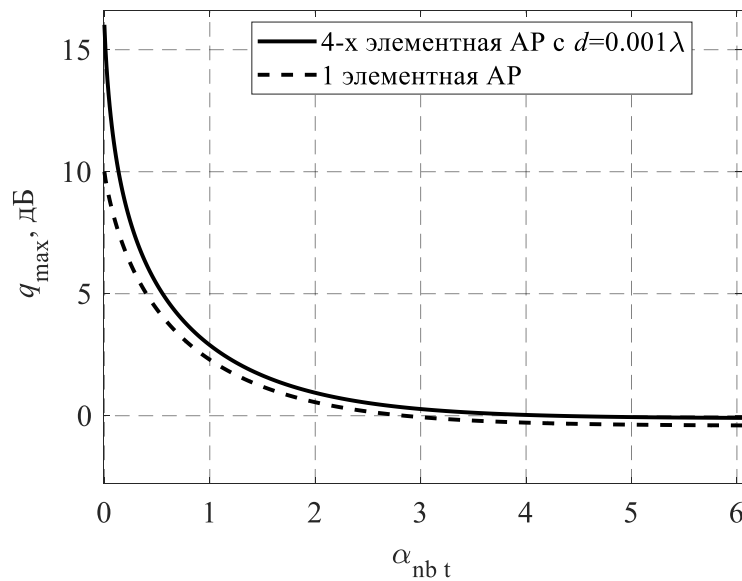


Рисунок 2.4 – Зависимости ОСП от коэффициента затухания временной корреляции для разного числа элементов АР

При уменьшении d отношение сигнал-шум на выходе из антенной решетки из $N = 4$ элементов больше на 6 дБ отношения сигнал-помеха на выходе антенной решетки из $N = 1$ элемента для очень малой ширины спектра помехи. При уменьшении расстояния между элементами АР к нулю и увеличении коэффициента затухания корреляции ОСП стремится к тому, который достигается при использовании всего одного антенного элемента вместо антенной решетки.

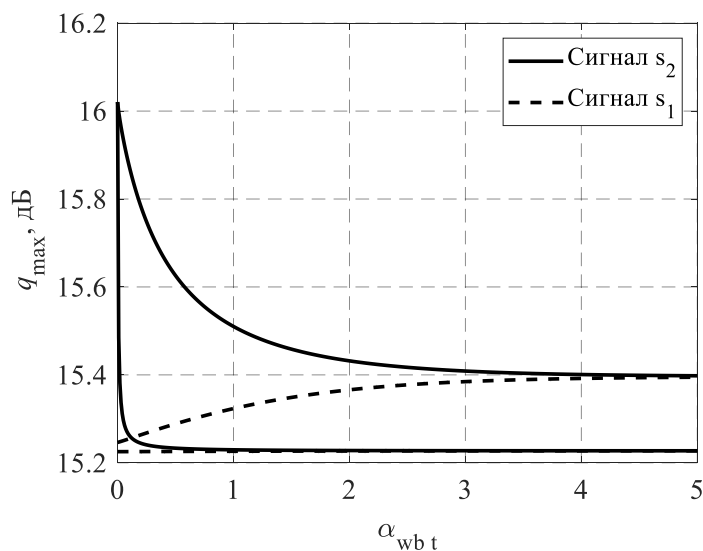


Рисунок 2.5 – Зависимость ОСП от коэффициента затухания временной корреляции ШП помехи разных мощностей

Рассмотрим далее эффективность оптимального алгоритма подавления широкополосной помехи. На рисунке 2.5 приведены зависимости отношений сигнал-помеха от коэффициента затухания временной корреляции широкополосной помехи разных мощностей: $q_{wb} = 0$ дБ – верхний график, $q_{wb} = 10$ дБ – нижний график.

Таким образом, установлено, что применение широкополосного сигнала обеспечивает преимущества в подавлении узкополосных помех. Однако, с увеличением коэффициента затухания помехи становятся широкополосными, что, в свою очередь, снижает эффективность обработки сигналов. При использовании узкополосного сигнала эффективность обработки сигналов увеличивается с увеличением коэффициента затухания корреляции помехи. Иными словами, эффективность обработки сигналов возрастает при увеличении ширины спектра помехи.

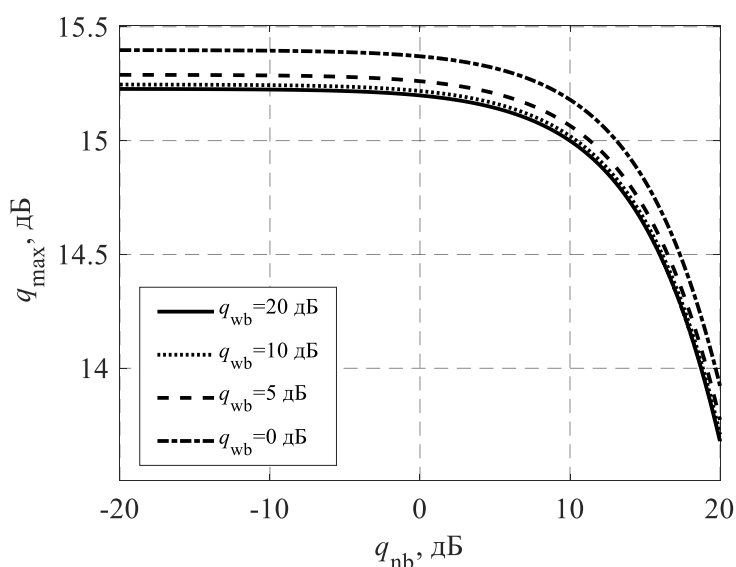


Рисунок 2.6 – Зависимость ОСП от соотношения мощностей комплекса помех

На рисунке 2.6 приведены зависимости отношений сигнал-помеха при различных отношениях мощностей в комплексе помех, $d = 0,1\lambda$, $\alpha_{wb t} = 5$, $\alpha_{nb t} = 0,01$.

На рисунке 2.7 приведены зависимости отношений сигнал-помех от мощностей комплекса помех, расстояние между элементами АР с $d = 0,5\lambda$, $\alpha_{wb t} = 5$, $\alpha_{nb t} = 0,01$. Анализ результатов демонстрирует, что качество обработки сигналов слабо зависит от мощности узкополосной помехи. Вместе с тем оно более чувствительно к мощности широкополосной помехи при небольшом расстоянии между элементами антенной

решетки. Это объясняется возможностью эффективного подавления узкополосной помехи в частотной области.

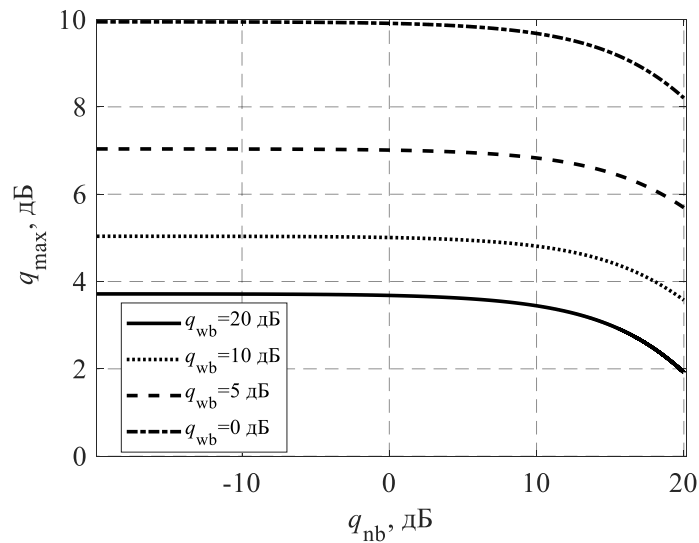


Рисунок 2.7 – Зависимость ОСП от соотношения мощностей комплекса помех

2.3 Разработка оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной гауссовских помех

Квазиоптимальная обработка сигналов без разделения на пространственный и временной компоненты (ПВК) на фоне комплекса помех

Классический оптимальный подход к подавлению помех предполагает обработку на основе их пространственно-временной корреляционной матрицы. Однако такой метод усложняет реализацию, требует априорной информации о характеристиках помех, а также может быть неэффективен при наличии взаимосвязанных пространственно-временных компонент в структуре помех. Квазиоптимальные алгоритмы пространственно-временной компенсации комплекса помех позволяет упростить архитектуру обработки, снизить вычислительные затраты, аппаратную нагрузку и повысить устойчивость системы. Учитывая высокую степень временной коррелированности узкополосной помехи и, напротив, низкую временную корреляцию широкополосной помехи, представляется целесообразным упростить процедуру формирования соответствующих временных корреляционных матриц.

В частности, временная корреляционная матрица широкополосной помехи аппроксимируется единичной матрицей $\mathbf{I}$, что отражает её некоррелированную во времени природу. Для узкополосной помехи, обладающей выраженной временной структурой, в качестве аппроксимации временной корреляционной матрицы применяется матрица $\mathbf{E}$, описывающая соответствующую модель временной зависимости. Тогда если используется квазиоптимальная обработка без разделения на ПВК, то отношение сигнал-помеха и вектор весовых коэффициентов равны:

$$q_{\max} = \frac{\mathbf{W}_{\text{quasi}} \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{W}_{\text{quasi}}^H}{\mathbf{W}_{\text{quasi}} \mathbf{R} \mathbf{W}_{\text{quasi}}^H}, \quad (2.9)$$

где весовой вектор для комплекса широкополосной и узкополосной помех равны соответственно

$$\mathbf{W}_{\text{quasi}} = \mathbf{S}^H (\mathbf{R}_{\text{wb}} + \mathbf{R}_{\text{nb}} + \mathbf{R}_{\text{noise}})^{-1}. \quad (2.10)$$

Корреляция помех может быть различной как во времени, так и по пространству и может быть задана коэффициентом корреляции ее временных отсчетов (2.6), (2.7). Для описания пространственной корреляции (2.8) узкополосной помехи используем угловой спектр мощности $p(\alpha, \gamma)$.

Для определения эффективности квазиоптимального алгоритма проведены расчеты отношения сигнал-помеха от коэффициентов затухания корреляции для числа антенн $N = 4$, элементы расположены равномерно относительно друг от друга на расстоянии $d = \frac{\lambda}{2}$, число отсчетов по времени $K = 10$ направлении широкополосной помехи $\gamma_{\text{wb}} = 20^\circ$, угловом спектре узкополосной помехи $p(\alpha, \gamma) = \text{const}$. Постоянный во времени полезный детерминированный сигнал $\mathbf{s}_1 = \{1, 1, \dots, 1\}$ или знакопеременный во времени сигнал $\mathbf{s}_2 = \{1, -1, 1, \dots\}$, располагаются в угловом направлении $\gamma_s = 0^\circ$.

Рассмотрим эффективность обработки при действии только широкополосной помехи. На рисунке 2.8 приведены зависимости отношения сигнал-помеха (2.5) и (2.9) при действии только широкополосной помехи от коэффициента затухания временной корреляции широкополосной помехи для оптимального и квазиоптимального

алгоритмов: на нижней паре графиков использован сигнал постоянный, на верхней паре графиков использован знакопеременный сигнал. Отношение сигнал-шум $q_S = 0$ дБ, отношение помеха-шум $q_{wb} = 0$ дБ (рисунок 2.8а) и $q_{wb} = 10$ дБ (рисунок 2.8б). Для расчета весового вектора квазиоптимального алгоритма используем формулу (2.10), где $\underline{\mathbf{R}}_{wb}$ рассчитана по формуле (2.1).

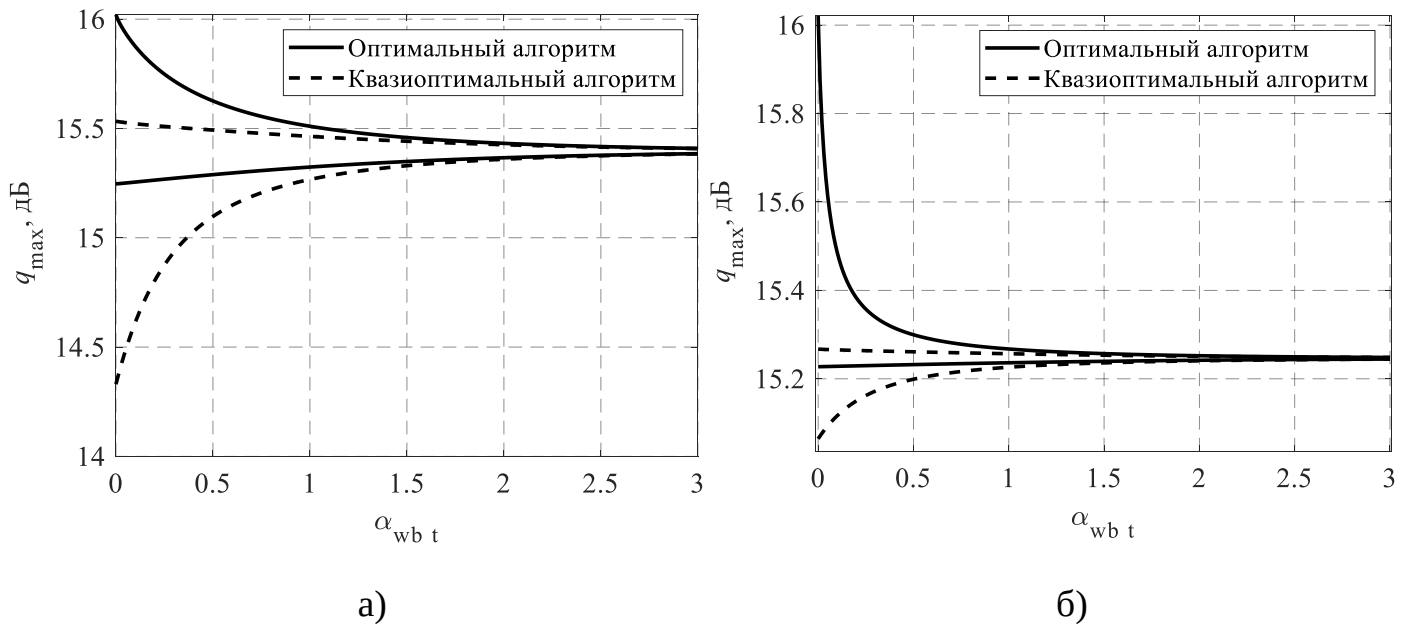


Рисунок 2.8 – Зависимости ОСП от коэффициента затухания временной корреляции широкополосной помехи

Аналогично, при действии только узкополосной помехи. На рисунке 2.9 приведены зависимости отношения сигнал-помеха при действии только узкополосной помехи от коэффициента затухания временной корреляции широкополосной помехи для оптимального и квазиоптимального алгоритмов: на нижней паре графиков использован сигнал постоянный, на верхней паре графиков использован знакопеременный сигнал. Отношение сигнал-шум $q_S = 0$ дБ, отношение помеха-шум $q_{nb} = 0$ дБ (рисунок 2.9а) и $q_{nb} = 10$ дБ (рисунок 2.9б). Для расчета весового вектора квазиоптимального алгоритма используем формулу (2.10) и $\underline{\mathbf{R}}_{nb}$ рассчитана по формуле (2.4).

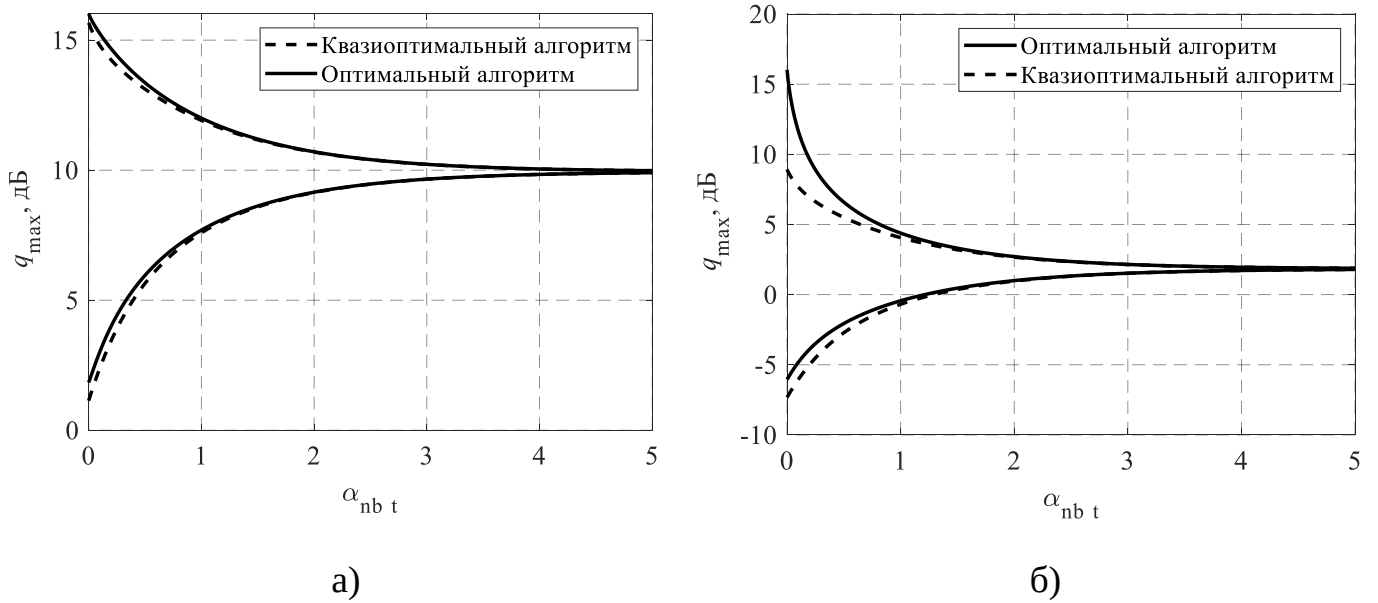


Рисунок 2.9 – Зависимость ОСП от коэффициента затухания временной корреляции узкополосной помехи

Квазиоптимальная обработка сигналов с разделением на пространственный и временной компоненты (ПВК) на фоне комплекса помех

Эффективное подавление комплекса широкополосных и узкополосных помех требует построения пространственно-временных фильтров, что, в общем случае, связано с необходимостью оценки и инверсии полной пространственно-временной корреляционной матрицы помех и шума, имеющей размерность $KN \times KN$, где K – число временных отсчётов, а N – количество антенных элементов. Такая операция является крайне ресурсоёмкой и труднореализуемой в реальном времени. Более простая реализация алгоритма достигается при разделении обработки на пространственный и временной компоненты. Сущность разделения обработки заключается в том, что с помощью пространственной обработки (ПО) осуществляется подавление широкополосной помехи, а с помощью временной обработки (ВО) осуществляется подавление узкополосной помехи. Рассмотрим обработку сигнала на фоне суммы широкополосной помехи и шума с матрицей корреляции

$$\mathbf{R}_{wb} = (\mathbf{R}_{wb\ s} + D_{\text{noise}} \mathbf{I}) \otimes \mathbf{I}.$$

Оптимальный вектор весовой обработки равен:

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} &= \underline{\mathbf{S}}^H \left[(\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb s}} + D_{\text{noise}} \mathbf{I}) \otimes \mathbf{I} \right]^{-1} = \left[\underline{\mathbf{W}}_S^H \otimes \underline{\mathbf{s}}_0^H \right] \left[(\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb s}} + D_{\text{noise}} \mathbf{I})^{-1} \otimes \mathbf{I} \right] = \\ &= \underline{\mathbf{W}}_S^H (\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb s}} + D_{\text{noise}} \mathbf{I})^{-1} \otimes \underline{\mathbf{s}}_0^H \mathbf{I} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{wb s}} \otimes \underline{\mathbf{s}}_0^H,\end{aligned}$$

где $\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb s}} = \underline{\mathbf{V}}_S^H (\underline{\mathbf{R}}_{\text{wb s}} + D_{\text{noise}} \mathbf{I})^{-1}$ – вектор пространственной обработки. Результат обработки сигнала равен:

$$\underline{\mathbf{z}} = \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{Y}} = \left(\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb s}} \otimes \underline{\mathbf{s}}_0^H \right) \underline{\mathbf{Y}} = \sum_{k=1}^K \underline{\mathbf{s}}_{0k}^* \sum_{n=1}^N \underline{\mathbf{w}}_{\text{wb s } n} \underline{\mathbf{y}}_{1+(n-1)K}.$$

Таким образом, обработка сигнала на фоне широкополосной помехи разбивается на пространственную обработку для каждого временного такта и временную обработку, которая в данном случае сводится к суммированию результатов пространственной обработки на каждом временном такте.

Рассмотрим обработку сигнала на фоне суммы узкополосной помехи и шума с матрицей корреляции $\underline{\mathbf{R}}_{\text{nb}} = (D_{\text{nb}} \mathbf{I} + D_{\text{noise}} \mathbf{I}) \otimes \frac{1}{D_{\text{nb}} + D_{\text{noise}}} (D_{\text{nb}} \mathbf{E} + D_{\text{noise}} \mathbf{I})$.

Оптимальный вектор весовой обработки равен:

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} &= \underline{\mathbf{S}}^H \left[(D_{\text{nb}} \mathbf{I} + D_{\text{noise}} \mathbf{I}) \otimes \frac{1}{D_{\text{nb}} + D_{\text{noise}}} (D_{\text{nb}} \mathbf{E} + D_{\text{noise}} \mathbf{I}) \right]^{-1} = \\ &= \left[\underline{\mathbf{W}}_S^H \otimes \underline{\mathbf{s}}_0^H \right] \times \left[\mathbf{I} \otimes (D_{\text{nb}} \mathbf{E} + D_{\text{noise}} \mathbf{I})^{-1} \right].\end{aligned}$$

Используя лемму об обращении матриц [9], запишем

$$(D_{\text{nb}} \mathbf{E} + D_{\text{noise}} \mathbf{I})^{-1} = \frac{1}{D_{\text{noise}}} (q_{\text{nb}} \mathbf{E} + \mathbf{I})^{-1} = \frac{1}{D_{\text{noise}}} \left(\mathbf{I} - \frac{q_{\text{nb}}}{1 + K q_{\text{nb}}} \mathbf{E} \right),$$

где $q_{\text{nb}} = \frac{D_{\text{nb}}}{D_{\text{noise}}}$ – отношение узкополосная помеха-шум.

Подставляя в выражение для оптимального весового вектора, получим

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{opt}} = \left[\underline{\mathbf{W}}_S^H \otimes \underline{\mathbf{s}}_0^H \right] \times \left[\mathbf{I} \otimes \frac{1}{D_{\text{noise}}} \left(\mathbf{I} - \frac{q_{\text{nb}}}{1 + K q_{\text{nb}}} \mathbf{E} \right) \right] = \underline{\mathbf{W}}_S^H \otimes \underline{\mathbf{W}}_{\text{nb t}},$$

где $\underline{\mathbf{W}}_{\text{nb } t} = \frac{1}{D_{\text{noise}}} \underline{\mathbf{s}}_0^H \left(\mathbf{I} - \frac{q_{\text{nb}}}{1 + Kq_{\text{nb}}} \mathbf{E} \right)$ – вектор временной обработки. В результате алгоритм линейной обработки сигнала имеет вид:

$$\underline{\mathbf{z}} = \underline{\mathbf{W}} \underline{\mathbf{Y}} = \left(\underline{\mathbf{W}}_S^H \otimes \underline{\mathbf{W}}_{\text{nb } t} \right) \underline{\mathbf{Y}} = \sum_{k=1}^K \underline{\mathbf{W}}_{\text{nb } t} k \sum_{n=1}^N \underline{\mathbf{W}}_{Sn}^* \underline{\mathbf{y}}_{1+(n-1)K}.$$

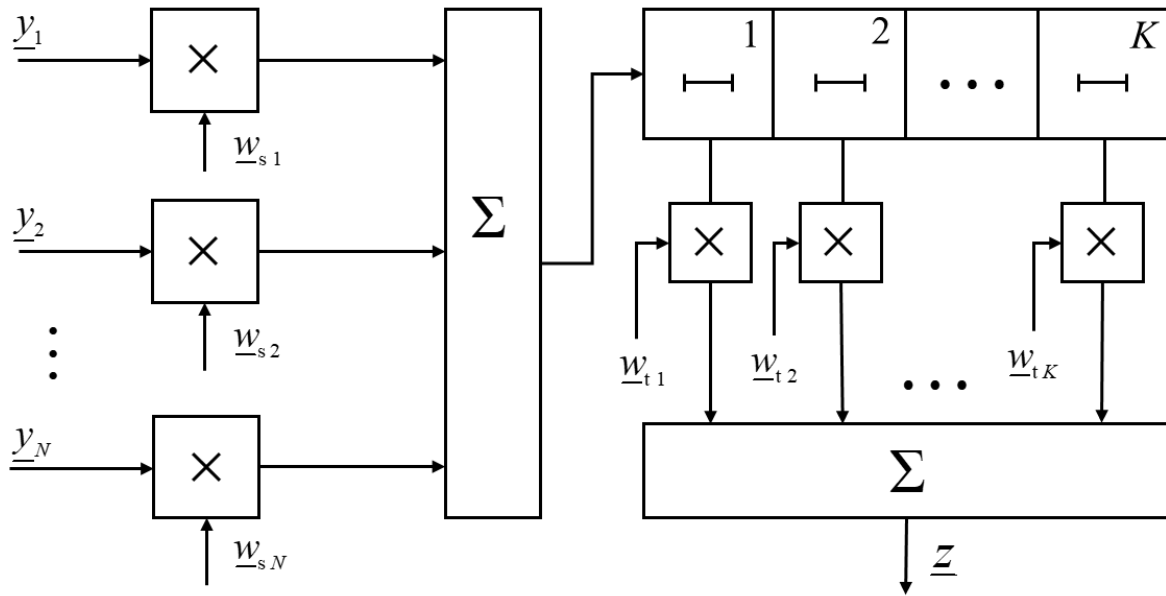
Таким образом, обработка сигнала на фоне узкополосной помехи разбивается на пространственную обработку для каждого временного такта, которая фокусирует антенную решетку в направлении на источник сигнала, и временную обработку, которая в данном случае сводится к весовому суммированию результатов пространственной обработки на каждом временном такте.

На рисунке 2.10а приведена структурная схема разделяющейся обработки, в которой сигнал после ПО поступает на блок ВО. При этом число весовых коэффициентов уменьшается и равно $K + N$. На рисунке 2.10б приведена структурная схема разделяющейся обработки, в которой ВО производится отдельно в каждом пространственном канале; число весовых коэффициентов равно $K(N + 1)$, то есть почти такое же, как и у оптимальной обработки (2.4). При соответствующем подборе фильтров в каждом пространственном канале возможно реализовать оптимальную обработку. Если фильтры ВО одинаковые, то реализуется квазиоптимальная обработка, результаты которой при соответствующем выборе весовых коэффициентов совпадают с результатом обработки (рисунок 2.10а). Выбор вариантов обработки зависит от решаемой задачи и возможности технической реализации.

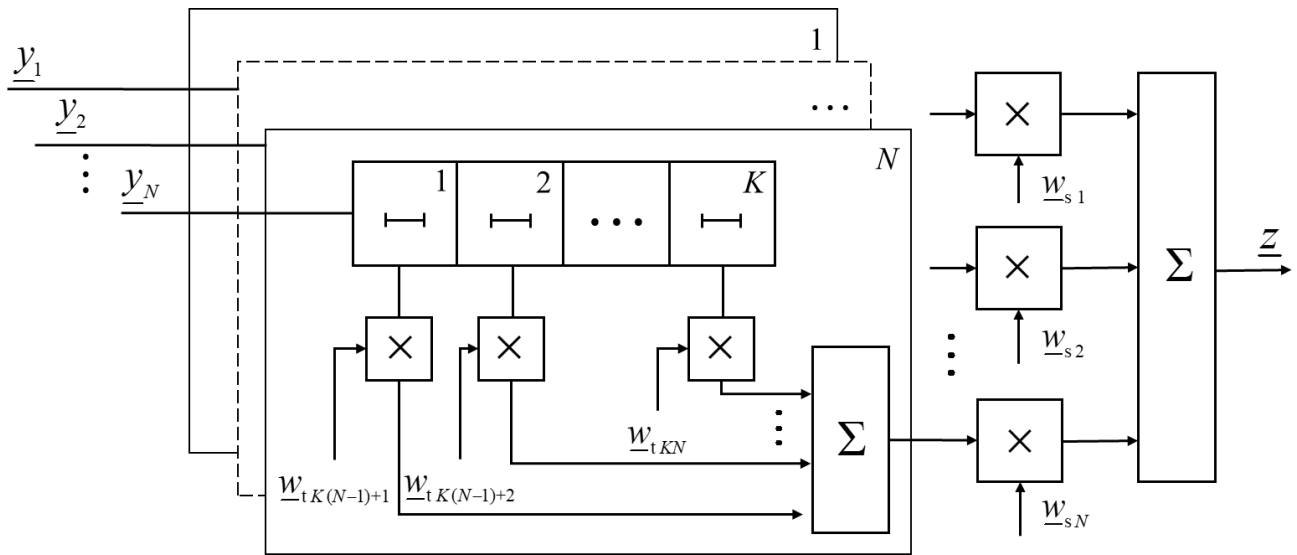
На этапе ВО производится подавление узкополосной помехи, которая имеет слабую пространственную корреляцию и незначительно подавляется на этапе ПО. Весовые коэффициенты для реализации ВО равны

$$\underline{\mathbf{W}}_t = \{ \underline{\mathbf{w}}_{t1}, \underline{\mathbf{w}}_{t2}, \dots, \underline{\mathbf{w}}_{tK} \} = \underline{\mathbf{s}}_0^H \left(\underline{\mathbf{R}}_{\text{nb } t} + \underline{\mathbf{R}}_{\text{noise}} \right)^{-1}.$$

Таким образом, при реализации разделяющей обработки учитываются характерные особенности помех с целью их эффективного подавления.



а)



б)

Рисунок 2.10 – Структурные схемы квазиоптимальной обработки сигнала

а) с разделением на пространственный и временной компоненты

б) с разделением на временной и пространственный компоненты

Для записи алгоритма обработки в матричном виде представим пространственно-временные отсчёты наблюдаемого процесса $\underline{\mathbf{Y}} = \{\underline{y}_1, \dots, \underline{y}_K, \underline{y}_{K+1}, \dots, \underline{y}_{2K}, \underline{y}_{2K+1}, \dots, \underline{y}_{KN}\}^T$ в матричном виде

$$\underline{\underline{\mathbf{Y}}} = \begin{vmatrix} \underline{y}_{11} & \underline{y}_{12} & \cdots & \underline{y}_{1K} \\ \underline{y}_{21} & \underline{y}_{22} & \cdots & \underline{y}_{2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{y}_{N1} & \underline{y}_{N2} & \cdots & \underline{y}_{NK} \end{vmatrix}.$$

Тогда результат ПО имеет вид $1 \times N$ вектор строки

$$\underline{\underline{\mathbf{Y}}}_s = \underline{\mathbf{W}}_s \underline{\underline{\mathbf{Y}}} = \left\{ \sum_{n=1}^N \underline{w}_{s n} \underline{y}_{nk}, k=1, \dots, K \right\},$$

а после проведения ВО получим

$$\underline{z} = \underline{\mathbf{W}}_t \underline{\underline{\mathbf{Y}}}_s^T = \underline{\mathbf{W}}_t \left(\underline{\mathbf{W}}_s \underline{\underline{\mathbf{Y}}} \right)^T = \sum_{k=1}^K \underline{w}_{t k} \sum_{n=1}^N \underline{w}_{s n} \underline{y}_{nk}. \quad (2.11)$$

Сравнивая с обработкой для сигнала $\underline{\mathbf{Y}}$ можно заключить, что элементы весового вектора квазиоптимальной обработки $\underline{\mathbf{W}}_{\text{quasi}} = \{ \underline{w}_{\text{quasi } m}, m=1, \dots, K+N \}$ связаны с весовыми коэффициентами разделяющей обработки соотношением

$$\underline{w}_{\text{quasi } m} = \underline{w}_{t k} \underline{w}_{s n}, m = k + (n-1)K.$$

Получим алгоритм обработки с разделением на пространственный и временной компоненты для входного процесса в виде $KN \times 1$ вектор-столбца пространственно-временных отсчётов. Результат ПО в виде $K \times 1$ вектора имеет вид

$$\underline{\mathbf{Y}}_s = \tilde{\underline{\mathbf{W}}}_s \underline{\mathbf{Y}},$$

где для получения требуемого результата ПО $K \times KN$ матрица весовых коэффициентов равна

$$\tilde{\underline{\mathbf{W}}}_s = \begin{vmatrix} \underline{w}_{s 1} & 0 & \cdots & 0 & \underline{w}_{s 2} & 0 & \cdots & 0 & \cdots & \underline{w}_{s N} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \underline{w}_{s 1} & \cdots & 0 & 0 & \underline{w}_{s 2} & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \underline{w}_{s N} & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & \underline{w}_{s 1} & 0 & 0 & \cdots & \underline{w}_{s 2} & \cdots & 0 & 0 & \cdots & \underline{w}_{s N} \end{vmatrix}.$$

При заданном векторе ПО данную матрицу можно вычислить с помощью кронекеровского произведения

$$\tilde{\underline{\mathbf{W}}}_s = \underline{\mathbf{W}}_s \otimes \mathbf{I}_K,$$

где $\mathbf{I}_K$ – единичная матрица размером $K \times K$. В результате ВО получаем статистику

$$\underline{z} = \underline{\mathbf{W}}_t \underline{\mathbf{Y}}_s = \underline{\mathbf{W}}_t \tilde{\underline{\mathbf{W}}}_s \underline{\mathbf{Y}}.$$

Пусть при обработке сигнала вида рисунка 2.10б сначала осуществляется ВО входного процесса $\underline{\mathbf{Y}}$ в фильтре с вектором весовых коэффициентов $\underline{\mathbf{W}}_t$, одинаковым для всех пространственных каналов:

$$\underline{\mathbf{Y}}_t = \underline{\mathbf{Y}} \underline{\mathbf{W}}_t^T = \left\{ \sum_{k=1}^K y_{nk} w_{tk}, n=1, \dots, N \right\}.$$

После проведения ПО получим

$$\underline{z} = \underline{\mathbf{W}}_s \underline{\mathbf{Y}}_t = \underline{\mathbf{W}}_s \left(\underline{\mathbf{Y}} \underline{\mathbf{W}}_t^T \right) = \sum_{n=1}^N w_{sn} \sum_{k=1}^K y_{nk} w_{tk}. \quad (2.12)$$

Полученное выражение совпадает с результатом работы алгоритма, в котором сначала производится ПО, а затем ВО.

В задаче обработки, где входной процесс $\underline{\mathbf{Y}}$ представляет собой $KN \times 1$ вектор-столбец пространственно-временных отсчётов, ПО в матричном виде имеет вид

$$\underline{z} = \underline{\mathbf{W}}_s \underline{\mathbf{Y}}_t,$$

где $\underline{\mathbf{Y}}_t = \tilde{\underline{\mathbf{W}}}_t \underline{\mathbf{Y}}$ – результат ВО в векторном виде,

$$\tilde{\underline{\mathbf{W}}}_t = \begin{vmatrix} w_{tp1} & w_{tp2} & \dots & w_{tpN} & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & w_{tp1} & w_{tp2} & \dots & w_{tpN} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & w_{tp1} & w_{tp2} & \dots & w_{tpN} \end{vmatrix} -$$

матрица весовых коэффициентов ВО, которую можно вычислить также с помощью кронекеровского произведения

$$\tilde{\underline{\mathbf{W}}}_t = \mathbf{I}_N \otimes \underline{\mathbf{W}}_t.$$

Для определения эффективности квазиоптимального алгоритма проведены расчеты ОСП для числа антенн $N=4$. Антенные элементы расположены эквидистантно относительно друг от друга на расстоянии $d = \frac{\lambda}{2}$, число отсчётов по времени $K=10$, направление на источник широкополосной помехи $\gamma_{wb} = 20^\circ$, равномерном угловом спектре узкополосной помехи. Рассматриваются полезные детерминированные сигналы

постоянный во времени $\mathbf{s}_1 = \{1, 1, \dots, 1\}$ или знакопеременный во времени $\mathbf{s}_2 = \{1, -1, 1, \dots\}$, располагаются в угловом направлении $\gamma_S = 0^\circ$, отношение узкополосная помеха-шум составляет $q_{nb} = 10$ дБ.

На рисунках 2.11, 2.12 представлены зависимости ОСП от отношения широкополосная помеха-шум q_{wb} . Пунктирной линией показана зависимость для квазиоптимального алгоритма без разделения ПО и ВО (2.10), полученная, когда вектор весовых коэффициентов рассчитывается в предположении $\alpha_{wb t} \rightarrow \infty$, $\alpha_{nb t} = 0$. Сплошной линией показана зависимость для квазиоптимального алгоритма с разделением обработки на пространственный и временной компоненты (2.11), а весовые коэффициенты рассчитываются с учетом корреляции помех $\alpha_{wb t} = 3$, $\alpha_{nb t} = 0,2$.

При использовании постоянного во времени сигнала $\mathbf{s}_1$ (рисунок 2.11) квазиоптимальный алгоритм с разделением обработки и учётом корреляции помех обеспечивает прирост по ОСП порядка 0,2 дБ по сравнению с квазиоптимальным алгоритмом без разделения обработки и без учёта корреляции. Сравнительно небольшие значения q объясняются узким спектром полезного сигнала и, соответственно сильным влиянием узкополосной помехи.

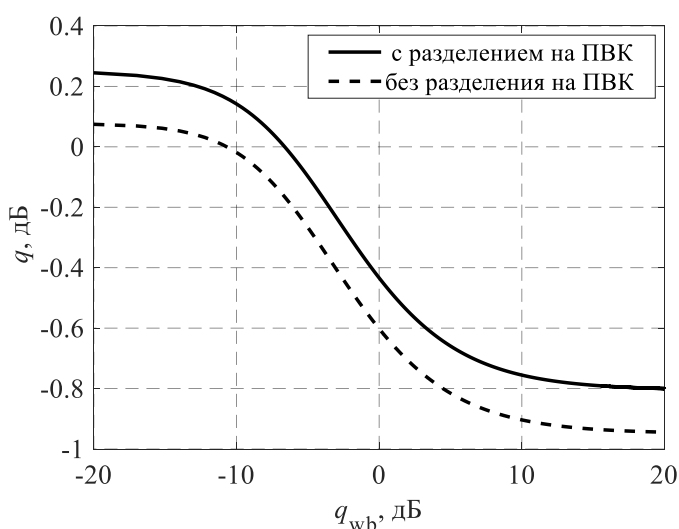


Рисунок 2.11 – Эффективность квазиоптимальных алгоритмов с разделением и без разделения ПО и ВО для постоянного сигнала

При использовании знакопеременного во времени сигнала $\mathbf{s}_2$ (рисунок 2.12) квазиоптимальный алгоритм с разделением обработки и учитывающий корреляцию

помех (2.11) дает выигрыш в ОСП по сравнению с алгоритмом без разделения обработки и учета корреляции помех. Выигрыш увеличивается при увеличении отношения широкополосная помеха-шум и достигает 15 дБ.

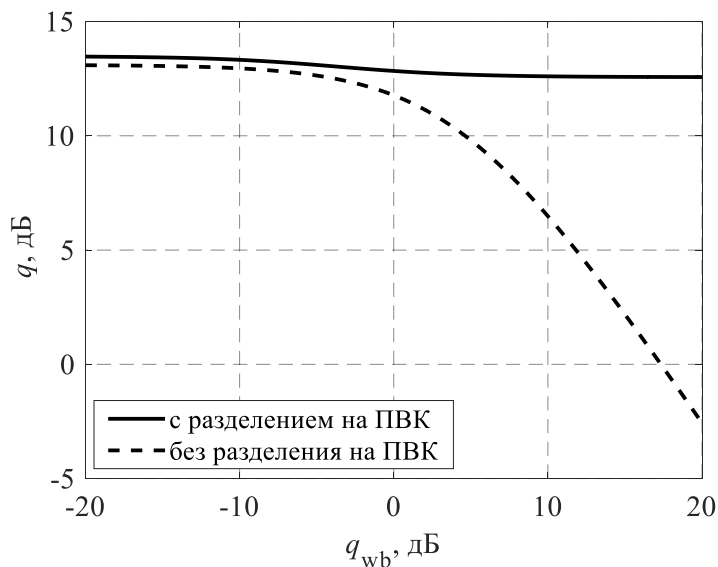


Рисунок 2.12 – Эффективность квазиоптимальных алгоритмов с разделением и без разделения ПО и ВО для переменного сигнала

При использовании широкополосного сигнала влияние узкополосной помехи значительно ослаблено. Поэтому результирующее значение q в большой степени зависит от эффективности подавления широкополосной помехи, которая больше при учете её корреляции.

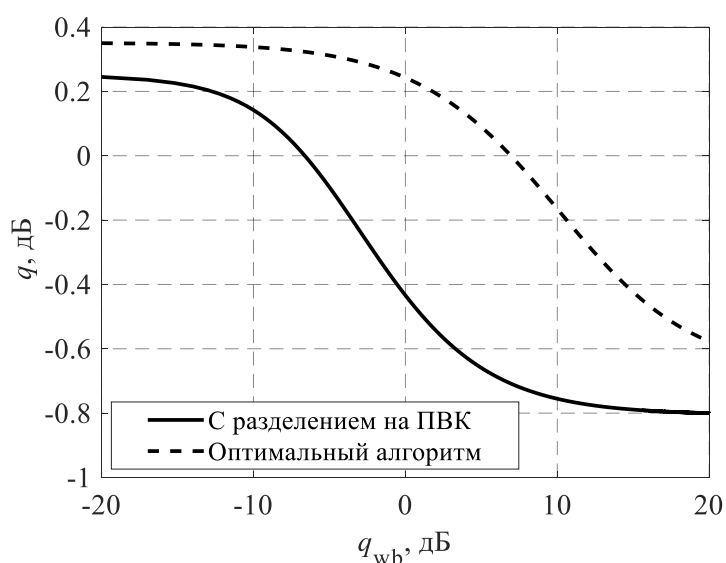


Рисунок 2.13 – Эффективность оптимального и квазиоптимального алгоритмов с учетом корреляции помех для постоянного сигнала

На рисунке 2.13 приведены зависимости ОСП от отношения широкополосная помеха-шум для постоянного во времени сигнала при условии, что корреляция помех учитывается как в оптимальном, так и в квазиоптимальных алгоритмах.

Установлено, что оптимальный алгоритм дает выигрыш в ОСП равный 0,1...1 дБ. Сравнение результатов рисунка 2.11 и рисунка 2.13 позволяет заключить, что эффективность алгоритма обработки при действии комплекса помех определяется эффективностью подавления каждой из помех. В данном случае подавление узкополосной помехи неэффективно вследствие перекрытия её спектра со спектром сигнала.

На рисунке 2.14 приведены зависимости ОСП от отношения широкополосная помеха-шум для переменного во времени сигнала при условии, что временная корреляция помех учитывается как в оптимальном, так и в квазиоптимальном алгоритмах. Установлено, что квазиоптимальный алгоритм (2.11) не существенно снизить помехоустойчивости по сравнению с оптимальным алгоритмом (2.4). При этом обеспечивается эффективное подавление как широкополосной помехи, так и узкополосной помехи.

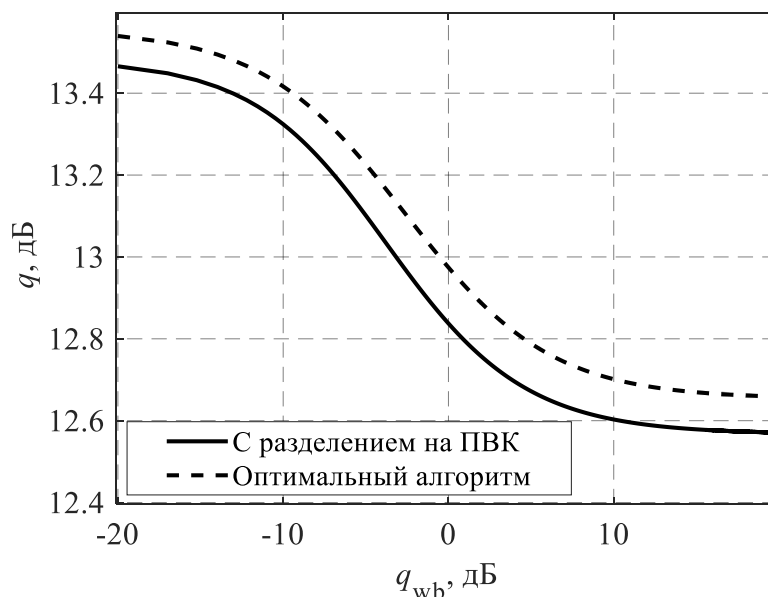


Рисунок 2.14 – Эффективность оптимального и квазиоптимального алгоритмов с учетом корреляции помех для переменного сигнала

На рисунке 2.15 приведены зависимости ОСП от коэффициента затухания корреляции узкополосной помехи $\alpha_{nb t}$ для квазиоптимального алгоритма (2.11) и

различного вида полезного сигнала; коэффициент затухания корреляции широкополосной помехи равен $\alpha_{wb t} = 5$.

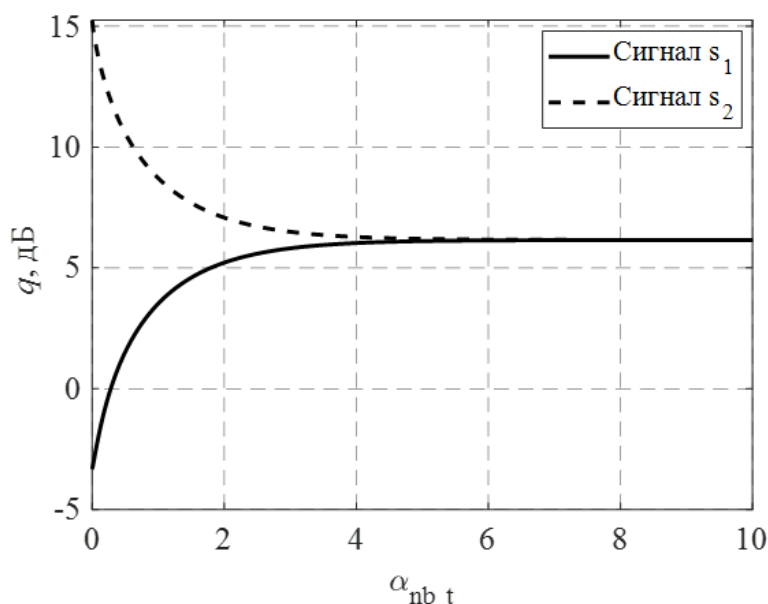


Рисунок 2.15 – Эффективность квазиоптимального алгоритмов для различных видов сигнала

Установлено, что при малых значениях $\alpha_{nb t}$ ОСП сильно зависит от коэффициента затухания корреляции, а использование знакопеременного, широкополосного сигнала имеет преимущества. При больших значениях $\alpha_{nb t}$ помеха становится широкополосной, а ОСП асимптотически стремится к постоянному значению для обоих типов сигнала. Аналогичная зависимость получена для оптимального алгоритма [100].

2.4 Выводы

В настоящей главе поставлена и решена задача оптимальной линейной обработки сигнала на фоне комплекса широкополосной пространственно-сосредоточенной помехи и узкополосной пространственно-распределенной помехи. Анализ эффективности по критерию максимума отношения сигнал-помеха показал, что использование широкополосного, знакопеременного во времени сигнала приводит к увеличению отношения сигнал-помеха на выходе по сравнению с узкополосным, постоянным во времени сигналом. Это объясняется различиями в спектре и характеристиках сигналов и помех. Спектр широкополосных сигналов, которые меняют свой знак во времени, в малой степени перекрывается со спектром узкополосной помехи, позволяет выделить сигнал и подавить помеху. Эффективность алгоритма подавления помех зависит от

расстояния между элементами АР при наличии корреляции узкополосной помехи в пространстве. Определение необходимого расстояния между элементами антенной решетки, а также оптимальной формы сигнала с учетом характеристик помех может служить эффективной стратегией для борьбы с комплексом помехам.

Применение квазиоптимального алгоритма без разделения на пространственные и временные компоненты позволяет уменьшить вычислительные затраты при приемлемых, до 1 дБ потерях в отношении сигнал-помеха. Необходимо отметить, что при действии очень узкополосной помехи $\alpha_{nb\ t} < 1$ потери от применения такого квазиоптимального алгоритма могут достигать нескольких дБ.

Применение квазиоптимального алгоритма обработки сигналов с разделением на пространственные и временные компоненты (2.11) обеспечивает существенное, на 0,5...15 дБ повышение ОСП с учетом корреляции помех по сравнению с альтернативным алгоритмом (2.10), не учитывающим корреляцию помех. Важным преимуществом алгоритмов с разделением на ПВК является значительное снижение вычислительных затрат при незначительном, 0,2...0,8 дБ уменьшении ОСП по сравнению с оптимальным алгоритмом без разделения на ПВК. При этом число весовых коэффициентов и, соответственно вычислительные затраты уменьшается с 40 до 14. Помимо простого упрощения устройства обработки и соответствующего уменьшения цены и массогабаритов, уменьшение числа весовых коэффициентов снижает требования к производительности цифровой обработки сигналов, упрощает адаптивную подстройку весовых коэффициентов. Энергопотребление ЦОС пропорционально производительности, поэтому перспективным является оценка эффективности алгоритмов по критерию суммарной энергоэффективности радиотракта и тракта ЦОС.

Анализ очередности включения ПО и ВО в алгоритмах (2.11), (2.12) не выявил существенного влияния на результаты обработки сигналов. Поэтому выбор очередности определяется исключительно техническими возможностями системы. Полученные результаты свидетельствуют о высокой эффективности квазиоптимальных алгоритмов обработки сигналов с разделением на пространственные и временные компоненты. Ключевым преимуществом квазиоптимального алгоритма с разделением обработки на пространственную и временную компоненты является существенное снижение

вычислительной сложности за счёт уменьшения размерности задач. В классическом подходе формируется единая пространственно-временная корреляционная матрица размером $NK \times NK$, что требует хранения и обращения матрицы высокой размерности. В предлагаемом подходе корреляционная структура представляется в виде двух отдельных матриц: пространственной $N \times N$ и временной $K \times K$, общее число весовых коэффициентов уменьшается с NK до $N + K$, что не только упрощает реализацию алгоритма и снижает требования к объёму памяти.

3. АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ КОМПЛЕКСА ШИРОКОПОЛОСНОЙ И УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХ

3.1 Постановка задачи адаптации алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной помех

Современные радиотехнические системы функционируют в условиях действия разнородных помех, существенно различающихся по своим временным, спектральным и пространственным характеристикам. Комплекс помех может включать одновременно ШП помехи, обладающие ограниченной пространственной протяжённостью, и УП помехи, зачастую имеющие широкий пространственный спектр, но выраженные во временной области. Подобная комбинация помех требует согласованного пространственно-временного подхода к их подавлению.

В условиях статистической априорной неопределённости для эффективного подавления помех и выделения полезного сигнала пространственно-временной фильтр должен адаптироваться, то есть изменять свои весовые коэффициенты в соответствии с выбранным критерием качества [44, 58–60]. В алгоритмах пространственно-временной адаптации коэффициенты изменяются в зависимости от изменения пространственного положения помех [9, 20, 23], спектра помех, а также зависят от числа помех различного вида. Адаптивные пространственно-временные алгоритмы, использующие АР для повышения помехоустойчивости в условиях помех рассматриваются в работах [31, 32, 40–47, 70–72].

Во второй главе была проведена оценка эффективности оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов обработки сигналов с разделением на пространственную и временную компоненты. Установлено, что использование данного подхода позволяет существенно снизить вычислительные затраты при сохранении высокого уровня подавления комплекса помех, а также обеспечивает возможность отдельной настройки весовых коэффициентов пространственной и временной обработки. Кроме того, становится возможным отказаться от обращения полной пространственно-временной корреляционной матрицы, ограничившись обращением пространственной или временной корреляционной матрицы существенно меньшей размерности [93, 99–101].

В связи с полученными результатами актуальной научной задачей является разработка и исследование адаптивных алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов, обеспечивающих согласованное подавление широкополосных и узкополосных помех с учётом их пространственно-временной корреляционной структуры.

Необходимость постановки данной задачи обусловлена совокупностью факторов, характерных для современных радиотехнических систем:

- высокой изменчивостью характеристик помех в реальных условиях эксплуатации радиотехнических систем;
- невозможностью априорного знания пространственно-временных корреляционных свойств всех компонентов комплекса помех;
- требованиями к обеспечению быстрой адаптации весовых коэффициентов в реальном времени.
- флуктуации весовых коэффициентов, возникающие в процессе адаптации, что приводит к мультипликативным искажениям узкополосной помехи на выходе антенной решётки;
- многоэкстремальность целевой функции, например, выходной мощности помехи, из-за чего адаптация может не достигать глобального минимума.

Сформулированная задача заключается в разработке адаптивных алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса помех, обеспечивающие эффективное и устойчивое подавление широкополосных и узкополосных помех.

В рамках поставленной задачи требуется решить следующие частные задачи:

1. Исследование влияния начального распределения фаз и флуктуаций ВВК на устойчивость и сходимость адаптационного процесса.
2. Разработка модифицированных процедур фазовой адаптации, обеспечивающих приближение к глобальному минимуму выходной мощности помех.
3. Моделирование и сравнительный анализ эффективности предлагаемых алгоритмов при различных типах и уровнях помех, а также при различных стратегиях начальной и текущей фазы.

4. Разработка адаптивных алгоритмов отдельной пространственной и временной адаптации с разделением на пространственной и временной компоненты.

Реализация данной задачи позволит повысить помехоустойчивость радиоприемных устройств и обеспечить их адаптивность к изменяющимся условиям помеховой обстановке без существенного увеличения вычислительной нагрузки.

3.2 Разработка адаптивных алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной помех

Широкополосные пространственно-сосредоточенные помехи могут быть эффективно подавлены посредством формирования нулей в диаграмме направленности (ДН) адаптивной антенной решетки. Несмотря на широкую полосу частот, фиксированность углового положения источника помехи обеспечивает устойчивость фазовых соотношений сигналов между элементами решетки для каждой частоты. Это позволяет применять пространственно-селективные методы подавления, независимо от частотного содержания сигнала. Адаптивное формирование нуля в ДН [20, 73] в направлении источника помехи осуществляется за счет фазовой корректировки весовых коэффициентов элементов антенной решетки, что приводит к минимизации мощности помехи на выходе системы. Таким образом, обеспечивается пространственное подавление широкополосной помехи.

В алгоритмах фазовой адаптации, изложенных в работах [20–22], сигнал на выходе АР представлен в виде суммы сигнала от определенного n -го элемента АР и суммы сигналов от всех остальных $N - 1$ элементов: $\underline{z} = E_n e^{j\varphi_n} + E_\Sigma e^{j\varphi_\Sigma}$, $n = 1, 2, \dots, N$, где E_n – амплитуда сигнала n -го элемента АР, E_Σ – амплитуда суммы сигналов всех остальных $N - 1$ элементов АР.

При значениях фаз n -го элемента АР $\varphi_n = \{0^\circ, 90^\circ, 180^\circ\}$ или $\varphi_n = \{0^\circ, 90^\circ, 270^\circ\}$ амплитуды выходного сигнала E_0, E_{90}, E_{180} или E_0, E_{90}, E_{270} формируются путем сложения вектора сигнала n -го элемента АР $\underline{E}_n = E_n e^{j\varphi_n}$ после фазовой адаптации и вектора всех других элементов $\underline{E}_\Sigma = E_\Sigma e^{j\varphi_\Sigma}$. Амплитуду выходного сигнала АР можно представить в виде:

$$E_{\varphi} = \sqrt{E_{\Sigma}^2 + E_n^2 + 2E_{\Sigma}E_n \cos(\varphi_0 + \varphi_n)},$$

где φ_0 – некоторое начальное значение фазы.

Алгоритм адаптации включает последовательную перестройку значение фазы φ_n и измерение выходной амплитуды помехи E_{φ} для каждого элемента АР $n=1,2,...,N$. Для малых значений амплитуды элемента АР $E_n \ll E_{\Sigma}$, достаточную точность дает аппроксимация

$$E_{\varphi} = E_{\Sigma} + E_n \cos(\varphi_0 + \varphi_n).$$

Необходимое условие экстремума выходной мощности помехи имеет вид:

$$\frac{dE_{\varphi}}{d\varphi} = -E_n \sin(\varphi_0 + \varphi_n),$$

а достаточное условие минимума мощности помехи на выходе АР получено в работе [11] и равно $\varphi_{\text{opt}} = 180^\circ - \varphi_0$.

Для определения начальной фазы φ_0 запишем систему уравнений для исследуемого алгоритма фазовой адаптации. Система уравнений для алгоритма Щапова Ю. М. [20] для трех значений фаз $\varphi_n = \{0^\circ, 90^\circ, 180^\circ\}$ имеет вид:

$$\begin{aligned} E_0 &= E_{\Sigma} + E_n \cos \varphi_0, \\ E_{90} &= E_{\Sigma} + E_n \cos(\varphi_0 + 90^\circ) = E_{\Sigma} - E_n \sin \varphi_0, \\ E_{180} &= E_{\Sigma} + E_n \cos(\varphi_0 + 180^\circ) = E_{\Sigma} - E_n \cos \varphi_0. \end{aligned}$$

Решая систему уравнений, получаем значение начальной фазы φ_0 :

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \varphi_0 &= \frac{E_0 + E_{180} - 2E_{90}}{E_{90} - E_{180}}, \\ \varphi_0 &= \arctg\left(\frac{E_0 + E_{180} - 2E_{90}}{E_{90} - E_{180}}\right) - \pi \begin{cases} 0, E_0 - E_{180} > 0 \\ 1, E_0 - E_{180} < 0 \end{cases}. \end{aligned} \quad (3.1)$$

В работе [21, 22] Курганова В. В. и Джигана В.И предложены алгоритмы калибровки АР с другими фазовыми состояниями $0, 135, 225^\circ$; $0, 180, 270^\circ$ и другие. На основе работ Щапова Ю. М. и Курганова В. В., Джигана В. И. разработан алгоритм фазовой адаптации путем изменения трех значений фаз $\varphi_n = \{0^\circ, 90^\circ, 270^\circ\}$ и измерения мощности помех на выходе. С помощью теоремы косинусов получим систему уравнения:

$$\begin{aligned}
E_0^2 &= E_\Sigma^2 + E_n^2 - 2E_\Sigma E_n \cos \varphi_0, \\
E_{90}^2 &= E_\Sigma^2 + E_n^2 - 2E_\Sigma E_n \cos(\varphi_0 + 90^\circ) = E_\Sigma^2 + E_n^2 + 2E_\Sigma E_n \sin \varphi_0, \\
E_{270}^2 &= E_\Sigma^2 + E_n^2 - 2E_\Sigma E_n \cos(\varphi_0 + 270^\circ) = E_\Sigma^2 + E_n^2 - 2E_\Sigma E_n \sin \varphi_0.
\end{aligned}$$

Совместное решение полученных уравнений позволяет определить значение фазы φ_0 :

$$\begin{aligned}
\cos \varphi_0 &= E_{90}^2 + E_{270}^2 - 2E_0^2, \\
\sin \varphi_0 &= E_{90}^2 - E_{270}^2, \\
\operatorname{tg} \varphi_0 &= \frac{E_{90}^2 - E_{270}^2}{E_{90}^2 + E_{270}^2 - 2E_0^2}, \\
\varphi_0 &= \operatorname{arctg} \left(\frac{E_{90}^2 - E_{270}^2}{E_{90}^2 + E_{270}^2 - 2E_0^2} \right) - \pi \begin{cases} 0, E_{90}^2 + E_{270}^2 - 2E_0^2 > 0 \\ 1, E_{90}^2 + E_{270}^2 - 2E_0^2 < 0 \end{cases}.
\end{aligned} \tag{3.2}$$

Значение фазы $\varphi_{\text{opt}} = 180^\circ - \varphi_0$ обеспечивает минимальную мощность помех на выходе АР. На рисунке 3.1 представлены иллюстрации работы алгоритма Щапова Ю. М. [20] и алгоритма (3.2).

Для эффективного подавления помех путем оптимизации диаграммы направленности антенной решетки требуется поочередная настройка фазовых коэффициентов каждого из N элементов. Процесс фазовой адаптации осуществляется пошагово: на каждом этапе фаза одного выбранного элемента изменяется, производится измерение выходной мощности помехи, и на основании полученных данных определяется новое оптимальное значение фазы, минимизирующее мощность помехи на выходе антенной системы. Эта процедура выполняется последовательно для всех элементов решетки.

Совокупность фазовых настроек всех элементов за один проход формирует так называемый полный цикл адаптации. Однако ввиду возможных изменений внешней сигнально-помеховой обстановки, например появления новых источников помех или движения объектов одного цикла адаптации может оказаться недостаточно для поддержания оптимальных характеристик системы. Поэтому полный цикл фазовой адаптации многократно повторяется, обеспечивая динамическую подстройку фаз антенной решетки в реальном времени и позволяя сохранять высокую

помехоустойчивость и направленные свойства диаграммы в условиях изменяющейся среды. Таким образом, алгоритм фазовой адаптации обеспечивает постоянное обновление фазовых коэффициентов в соответствии с текущими характеристиками внешней среды, что является важнейшим требованием для работы современных адаптивных антенных систем.

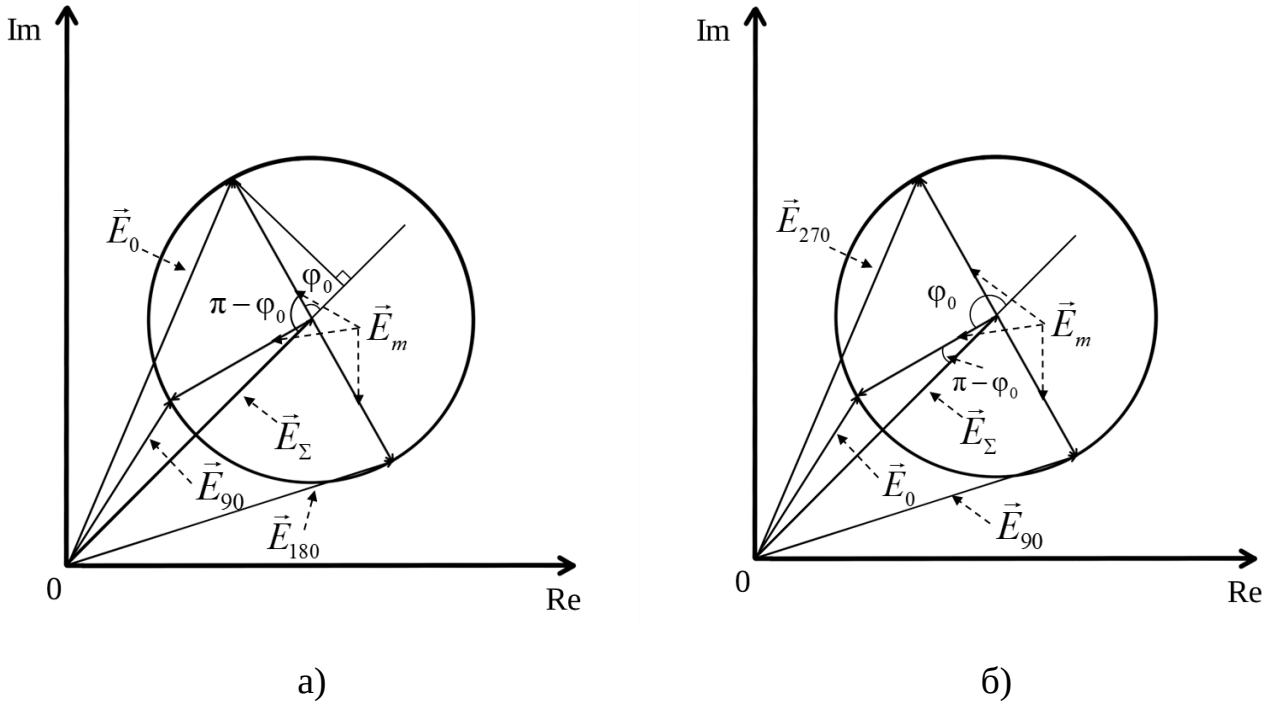


Рисунок 3.1 – Иллюстрации работы алгоритма фазовой адаптации АР

а) алгоритма для трех значений фаз $\{0^\circ, 90^\circ, 180^\circ\}$ [20]

б) алгоритм для трех значений фаз $\{0^\circ, 90^\circ, 270^\circ\}$

Исследование влияния изменения фазы АР на спектральные характеристики узкополосной помехи производится методом компьютерного моделирования. Пусть эквидистантная АР состоит из N элементов, расположенных на расстоянии d друг от друга. Значение диаграммы направленности в направлении на узкополосную помеху

равно $D(\gamma_{nb}) = \sum_{n=1}^N e^{j\varphi_n} e^{i \frac{2\pi}{\lambda} d(n-1) \sin \gamma_{nb}}$, где γ_{nb} – угловая координата узкополосной помехи.

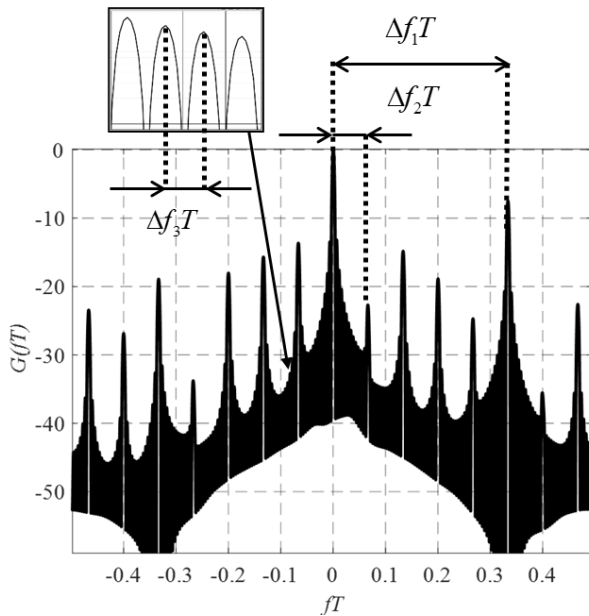
Примем для моделирования следующие значения: $\alpha_{nb} = 0^\circ$, $d = \frac{\lambda}{2}$, угловая координата широкополосной помехи $\gamma_{wb} = 20^\circ$, отношение широкополосная помеха-шум

$q_{wb} = \frac{P_{wb}}{P_{noise}} = 10$ дБ. В начале адаптации фазы элементов АР являются независимыми

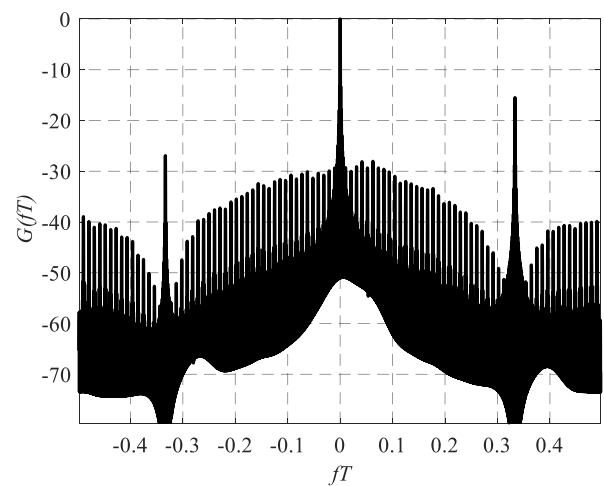
случайными величинами с равномерным распределением от 0 до 2π . Представим, что исходная узкополосная помеха имеет очень узкий спектр. Поэтому спектр этой помехи на выходе АР определяется в основном спектром диаграммы направленности АР $D(\gamma_{nb})$ в направлении γ_{nb} , образующимся в результате мультипликативных искажений в процессе адаптации [88-90]. Оценка спектра диаграммы направленности получается путем усреднения периодограммы узкополосной помехи на выходе АР:

$$G(fT) = \frac{1}{N_e} \sum_{k=1}^{N_e} |G_D(fT, k)|^2,$$

где N_{exp} – число опытов при статистическом усреднении, $G_D(fT, k)$ – периодограмма k -й реализации узкополосной помехи. В результате анализа установлено, что спектры выходной мощности помехи антенной решеткой при применении алгоритмов (3.1) и (3.2) совпадают. На рисунке 3.2 приведены нормированные спектры для двух рассматриваемых алгоритмов адаптации и для разного числа полных циклов адаптации K_A , числа элементов АР N и $N_{exp} = 10^4$.



а) $K_A = 15, N = 5$



б) $K_A = 15, N = 32$

Рисунок 3.2 – Спектры узкополосной помехи на выходе АР

Результаты анализа показывают, что изменение весовых коэффициентов при адаптации для подавления широкополосной помехи влияет на характеристики узкополосной помехи на выходе АР. В спектре узкополосной помехи появляются максимумы на частотах $f_1 T = \frac{1}{3}$, $f_2 T = \frac{1}{3N}$ и $\Delta f_3 T = \frac{1}{3NK_A}$, а также увеличивается уровень спектра между этими максимумами.

В результате адаптации фазы ДН испытывает значительные амплитудные колебания, вызывая существенные флуктуации выходной мощности. Кроме того, использование данного алгоритма приводит к искажению спектра узкополосной помехи, что ухудшает эффективность её последующего выделения во временной области. Эффективность подавления помех алгоритмами фазовой адаптации остается практически одинаковой при различных комбинациях фаз алгоритмов [20] и (3.2), конкретный уровень подавления помех алгоритмов фазовой адаптации будем рассматривать в пункте 3.3.

3.3 Разработка адаптивных алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной гауссовских помех

Алгоритм фазовой адаптации при параболической аппроксимации целевой функции

В связи с ошибками при измерении выходной мощности использование только трёх фазовых значений не позволяет точно определить положение минимума. Простым способом устранения этой проблемы является увеличение числа фазовых состояний. Для малоэлементной антенной решётки скорость фазовой адаптации достаточно высока по сравнению с другими методами пространственной обработки, что позволяет увеличить количество измеряемых фазовых состояний без существенного ухудшения скорости адаптации. Благодаря этим преимуществам, а также существующим недостаткам известных алгоритмов, возникает интерес к разработке более точного метода аппроксимации минимума мощности помех на выходе антенной решётки. Реализован модифицированный алгоритм фазовой адаптации антенной решетки, использующий метод параболической аппроксимации целевой функции. Особенностью подхода является то, что оценка положения оптимальной фазы осуществляется по трем

точкам измеренной мощности: центральной фазе, соответствующей минимуму среди дискретного перебора, а также двум фазам, смещённым на $\pm\delta$ относительно этого минимума.

Пусть для n -го элемента адаптивной антенной решётки задан дискретный набор фазовых сдвигов:

$$\varphi_i = \frac{2\pi i}{N_\varphi}, \quad i = 0, 1, \dots, N_\varphi - 1,$$

где N_φ – количество фаз в решетке поиска.

После оценки мощности сигнала $P(\varphi_i)$ на всех фазах φ_i , выбирается фаза, соответствующая минимуму мощности:

$$\varphi_{\min} = \arg \min_{\varphi_i} P(\varphi_i).$$

Для уточнения положения истинного минимума используется аппроксимация кривой зависимости мощности от фазы с помощью параболы. Значение $\varphi_{\min}$ выбирается среди 10 равномерно-распределенных фазовых точек, расчет оптимального значения фазы проводится по трем точкам $\varphi_{\min}$, $\varphi_{\min} - \delta$, $\varphi_{\min} + \delta$:

$$\begin{aligned} P_0 &= P(\varphi_{\min}), \\ P_- &= P(\varphi_{\min} - \delta), \\ P_+ &= P(\varphi_{\min} + \delta). \end{aligned}$$

На основе этих трех значений строится система уравнений для параболической аппроксимации целевой функции:

$$P(\varphi) \approx a\varphi^2 + b\varphi + c,$$

где коэффициенты a, b и c находятся решением системы уравнений:

$$\begin{aligned} P_- &= a\varphi_-^2 + b\varphi_- + c, \\ P_0 &= a\varphi_{\min}^2 + b\varphi_{\min} + c, \\ P_+ &= a\varphi_+^2 + b\varphi_+ + c. \end{aligned}$$

Запишем систему уравнения в виде матриц, получим:

$$\mathbf{P} = \mathbf{A}\mathbf{X},$$

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{P}.$$

где $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} P_- \\ P_0 \\ P_+ \end{bmatrix}$, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \varphi_-^2 & \varphi_- & 1 \\ \varphi_{\min}^2 & \varphi_{\min} & 1 \\ \varphi_+^2 & \varphi_+ & 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{X} = \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$.

Оптимальное фазовое значение, соответствующее минимуму параболы, находится как:

$$\begin{aligned} \varphi_{\text{opt}} &= -\frac{b}{2a}, \text{ при } a > 0. \\ \varphi_{\text{opt}} &= \varphi_{\min}, \text{ при } a \leq 0. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Если $a \leq 0$, то аппроксимация считается некорректной, и оптимальная фаза принимается равной $\varphi_{\min}$.

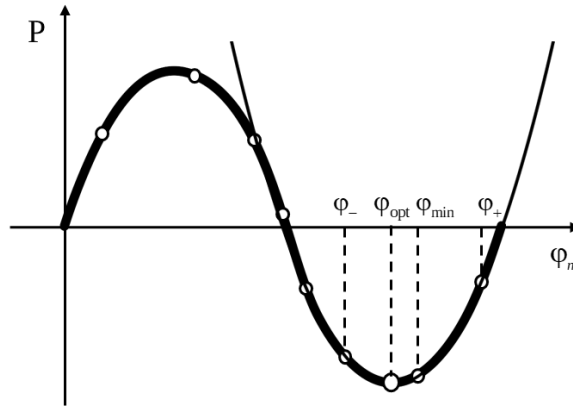


Рисунок 3.3 – Иллюстрации работы алгоритма (3.3)

Недостатком алгоритма является увеличение времени, затрачиваемого на измерение мощностей фазовых состояний, которые после определения P_0 больше не используются. Для устранения этого недостатка предлагается минимизировать количество временных отсчётов, затрачиваемых на оценку неключевых фаз, и сосредоточить ресурсы на измерении мощностей лишь в трёх основных фазовых состояниях $\{\varphi_{\min} - \delta, \varphi_{\min}, \varphi_{\min} + \delta\}$, необходимых для параболической аппроксимации минимума.

Для проверки эффективности предложенного алгоритма проведём его сравнение с алгоритмом (3.1). При этом время накопления статистики для измерения мощности будет одинаковым в обоих случаях. Если альтернативный алгоритм требует большего числа фазовых состояний, то время измерения на каждое фазовое состояние будет пропорционально уменьшено таким образом, чтобы суммарное время накопления

статистики T_{Σ} оставалось неизменным. Линейная эквидистантная АР состоит из $N = 5$ элементов, расположенных на расстоянии $d = \frac{\lambda}{2}$ друг от друга; λ – длина волны. Примем для моделирования следующие значения параметров помех: число источников широкополосных помех $M=2$, угловые координаты помех $\gamma_{wb1}=10^\circ$, $\gamma_{wb2}=20^\circ$, отношение широкополосная помеха-шум $q_{wb} = \frac{P_{wb\ in}}{P_{noise}} = 20$ дБ. Количество циклов полной адаптации $K_A = 30$, число временных выборок для алгоритма (3.1) N_{sample} , для алгоритма (3.3) число временных выборок для нахождения P_0 $N_{sample\ 1}$, число временных выборок для параболической аппроксимации минимума $N_{sample\ 2} = N_{sample} - N_{sample\ 1}$, число фазовых состояний $N_\phi = 10$ и $\delta = 30^\circ$, Коэффициенты подавления помех усреднены по ансамблю реализаций. На рисунке 3.4 приведены коэффициенты подавления широкополосной помехи АР $K_{sup} = \frac{P_{wb\ in} + P_{noise\ in}}{\underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{R}}_V\underline{\mathbf{W}}^H}$ при $N_{sample} = 1200$ и $N_{sample} = 3600$.

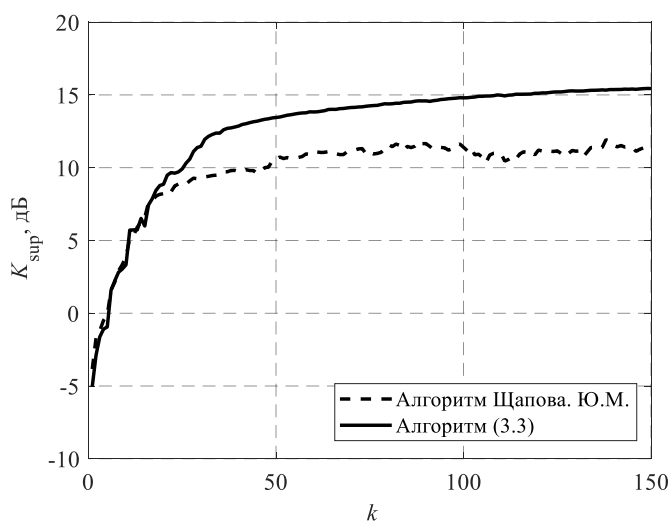
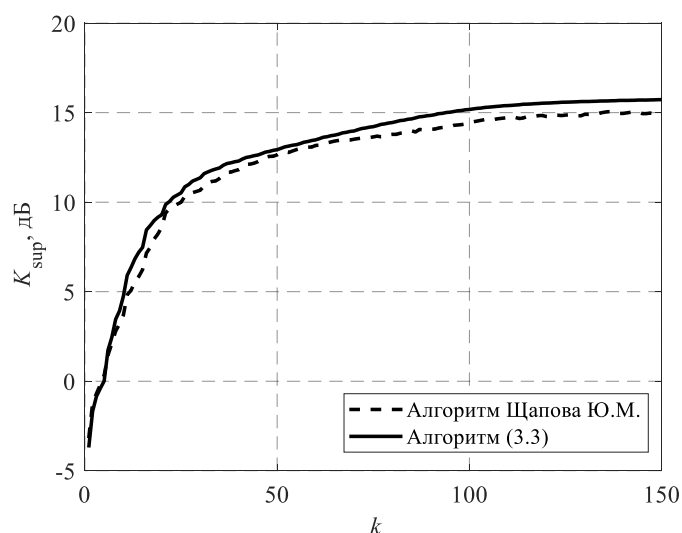
а) $N_{sample} = 1200$ б) $N_{sample} = 3600$

Рисунок 3.4 – Коэффициенты подавления широкополосной помехи АР

На рисунке 3.5 приведены коэффициенты подавления широкополосной помехи АР одной реализации процесса адаптации при $N_{sample} = 1200$.

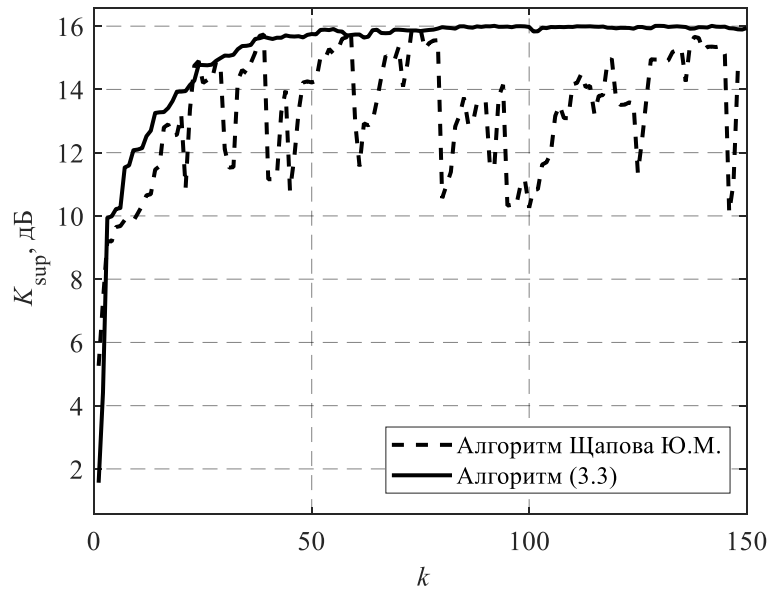


Рисунок 3.5 – Коэффициенты подавления широкополосной помехи АР при одной реализации процесса адаптации $N_{\text{sample}} = 1200$

На рисунке 3.6 представлены диаграммы направленности АР при фазовой адаптации алгоритмами [20] и (3.3).

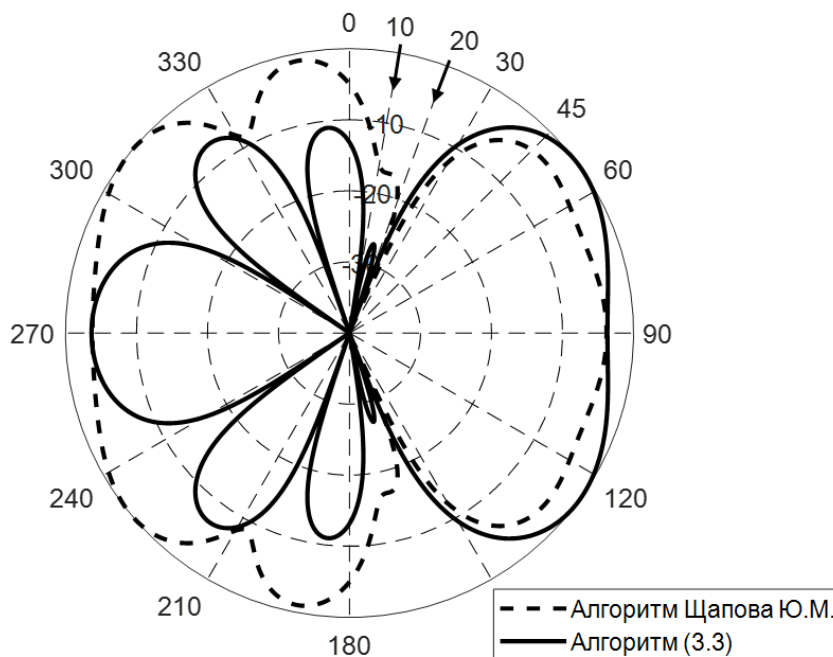


Рисунок 3.6 – Диаграммы направленности АР при применении различных алгоритмов фазовой адаптации

Разработанный алгоритм фазовой адаптации показывает свое достоинство в формировании минимумов в ДН, увеличении коэффициента подавления помех от 1 до 5 дБ, снижении флуктуации весовых коэффициентов.

Модифицированный алгоритм фазовой адаптации

Одним из недостатков методов фазовой адаптации является многоэкстремальная целевая функция между значениями выходной мощности и весовых коэффициентов $\underline{\mathbf{W}} = \{e^{j\varphi_n}, n = 1, \dots, N\}$. Многоэкстремальный характер целевой функции может привести к тому, что выходная мощность помех, полученная в результате адаптации, не достигает глобального минимума. В условиях множественности локальных экстремумов и высокой скорости сходимости весовых коэффициентов в алгоритмах фазовой адаптации особенно актуальными становятся их модификация и сравнительный анализ эффективности подавления помех, что подробно рассмотрено в работах [94–97]. Одной из ключевых задач является повышение коэффициента подавления комплекса широкополосных и узкополосных помех путём нахождения глобального минимума выходной мощности, а также снижение спектральных искажений узкополосной помехи в антенной решётке при реализации фазовой адаптации.

Алгоритмы фазовой адаптации, в том числе (3.2), (3.3) и [20], не могут гарантировать сходимость к глобальному минимуму мощности помех на выходе АР из-за многоэкстремальности целевой функции в многомерном пространстве. Поэтому оптимальное значение фазового распределения и мощность помех на выходе АР зависят от начального фазового распределения. Для получения глобального минимума помех предлагается модификация алгоритма фазовой адаптации, использующая многократное формирование начальных условий в каждом из K_1 периодов полной адаптации и последующее определение минимальной мощности и оптимального значения фазы, которое обеспечивает наименьшую мощность помех на выходе АР. При $K_1 = 1$ получаем немодифицированные варианты алгоритмов фазовой адаптации (3.2), (3.3) и [20].

Начальное фазовое распределение может формироваться различными способами:

– с помощью датчика равномерно распределенных независимых случайных чисел

$$\varphi_0(k) = \{\varphi_{0n}(k) = 2\pi \times \text{rand}, n = 1, \dots, N\}, k = 1, \dots, K_1, \quad (3.4)$$

– равномерно с априорно заданным шагом $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{b}$ путем перебора всех возможных

$K_A = b^N$ комбинаций фаз элементов АР

$$\Phi_0(k) = \left\{ \varphi_{0n}(k) = \frac{\pi}{N} + \frac{2\pi}{N} k_n, \quad n=1, \dots, N, \quad k_n=1, \dots, b \right\}, \quad k=1, \dots, K_1. \quad (3.5)$$

Для каждого из K_1 вариантов начального фазового распределения производится полный цикл адаптации и определяется фазовое распределение в соответствии с алгоритмами (3.2), (3.3), [20] $\Phi(k) = \{\varphi_n(k), n=1, \dots, N\}$ и мощность помех $P_{\text{ВЫХ}}(k) = E_{\text{ВЫХ}}^2(k)$. После этого определяется оптимальное фазовое распределение:

$$\Phi_{\text{opt}} = \{\varphi_{\text{opt}n}, n=1, \dots, N\} = \arg \min_{\substack{\Phi(k) \\ k=1, \dots, K_1}} P_{\text{out}}(k).$$

Таким образом, цикл полной адаптации модифицированного алгоритма состоит из K_1 циклов полной адаптации немодифицированного алгоритма. Далее циклы полной адаптации могут повторяться для обновления настроек АР. В связи с переключением фаз элементов АР в момент окончания цикла полной адаптации возникает изменения ДН и, следовательно, искажаются спектры узкополосных помех и сигналов.

Исследование влияния алгоритма фазовой адаптации на спектральные характеристики узкополосной помехи и эффективность модифицированного алгоритма фазовой адаптации производится методом компьютерного моделирования. Пусть линейная эквидистантная АР состоит из $N=5$ элементов расположенных на расстоянии $d = \frac{\lambda}{2}$ друг от друга; λ – длина волны. Примем для моделирования следующие значения

параметров помех: число источников широкополосных помех $M=2$, угловые координаты помех $\gamma_{\text{wb1}}=10^\circ$, $\gamma_{\text{wb2}}=20^\circ$, отношение широкополосная помеха-шум

$$q_{\text{wb}} = \frac{P_{\text{wb in}}}{P_{\text{noise}}} = 10 \text{ дБ}.$$

На рисунке 3.4 представлен нормированный спектр гармонической узкополосной помехи на выходе компенсатора широкополосной помехи с фазовой адаптацией немодифицированным алгоритмом для $K_A=15$. Для модифицированного алгоритма число циклов полной адаптации равно $K_1=3$, а в каждом цикле реализуется $K_2=5$ циклов адаптации со случайным начальным фазовым распределением. Полагается, что измерение выходной мощности помехи производится без ошибок. На рисунке 3.7

представлен спектр узкополосной помехи на выходе АР. Вследствие модуляции ДН АР в спектре узкополосной помехи появляются максимумы на частотах $\Delta f_1 T = \frac{1}{3}$, $\Delta f_2 T = \frac{1}{3N}$, $\Delta f_4 T = \frac{1}{3NK_A}$, а также увеличивается уровень спектра между этими максимумами.

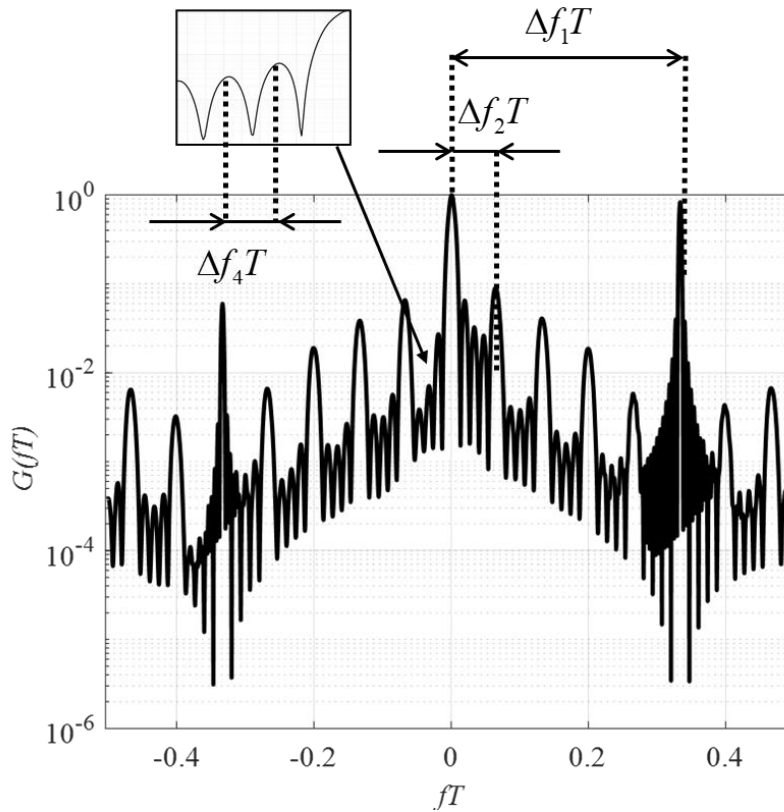


Рисунок 3.7 – Спектры узкополосной помехи на выходе АР

Рассмотрим эффективность компенсации широкополосной помехи, используя коэффициент подавления помехи. Так как результат фазовой адаптации зависит от начального фазового распределения, то производится усреднение коэффициента подавления помехи по реализациям начального фазового распределения $K_{\text{sup}} = \overline{P_{\text{in}} / P_{\text{out}}}$. Число реализаций при усреднении выбрано достаточно большим, чтобы погрешности моделирования не были заметны на рисунке. Мощности помех определяются направлением на источник помехи и величиной диаграммы направленности в этом направлении на данном этапе адаптации.

На рисунке 3.8 приведены зависимости коэффициентов подавления широкополосной помехи от номера цикла полной адаптации немодифицированного

алгоритма $K_A = 100$ и для модифицированного алгоритмов (3.4) при $K_1 = 10$ и $K_2 = 10$, а число отсчетов при измерении мощности помехи равно $N_{\text{sample}} = 10$.

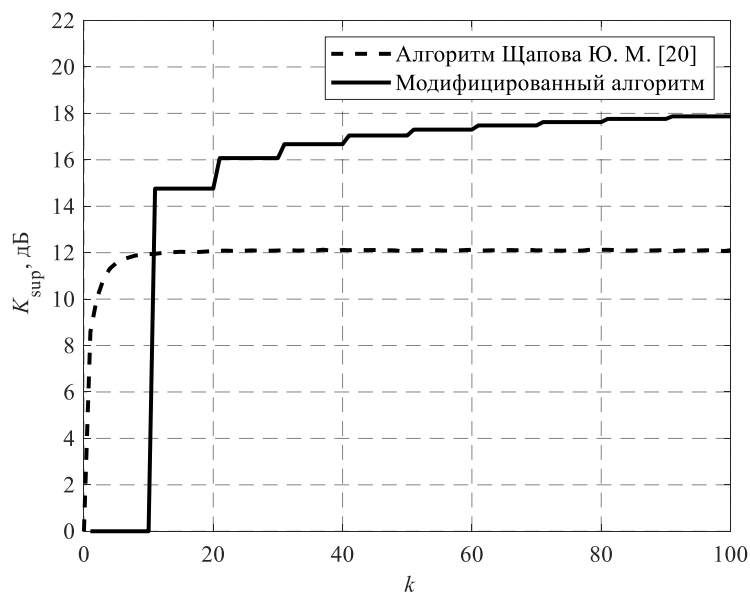


Рисунок 3.8 – Коэффициент подавления широкополосной помехи AP

На рисунке 3.9 приведены коэффициенты подавления широкополосной помехи с использованием модифицированного алгоритма фазовой адаптации при случайном изменении начальных фаз (3.4) и равномерном изменении с фиксированным шагом (3.5). Равномерное фазовое изменение дает больше на 0,5...1,0 дБ коэффициент подавления помехи.

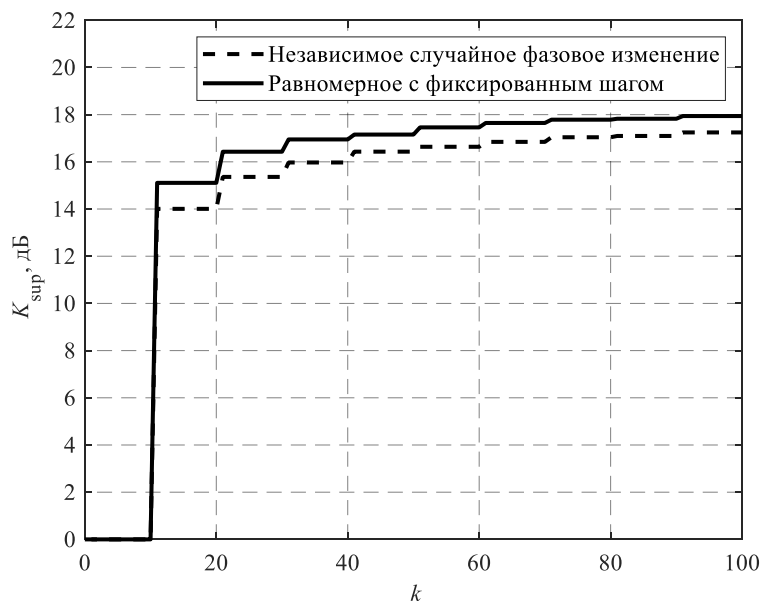


Рисунок 3.9 – Влияние начального фазового распределения на коэффициент подавления помех

На рисунке 3.10 приведены зависимости коэффициента подавления широкополосной помехи от отношения широкополосная помеха-шум для немодифицированного и модифицированного алгоритмов (3.4). Выигрыш от применения модифицированного алгоритма фазовой адаптации увеличивается с увеличением помеха-шум и достигает 5 дБ.

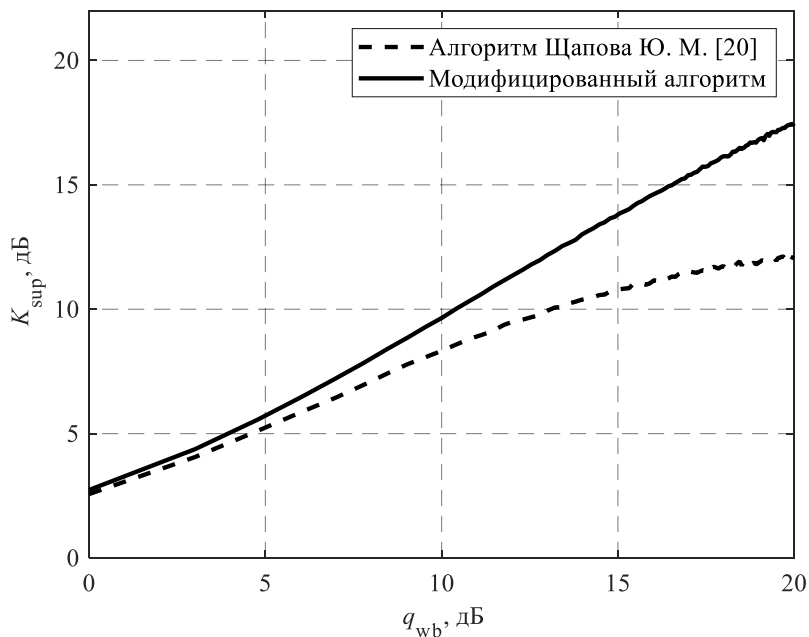


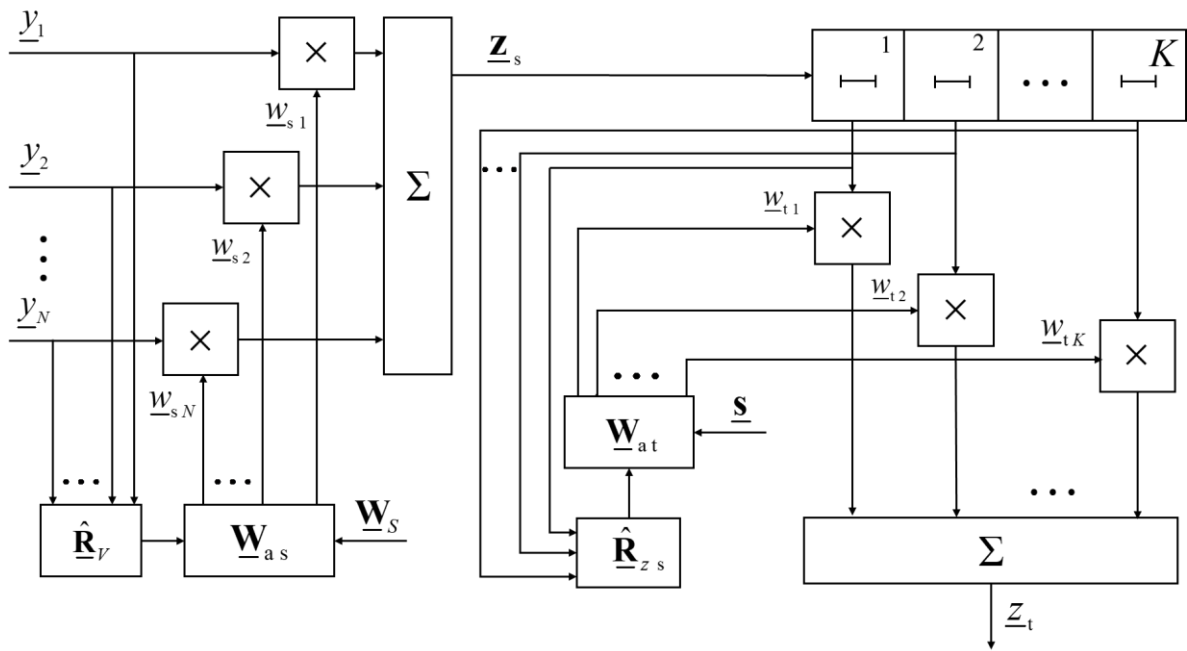
Рисунок 3.10 – Зависимость коэффициента подавления широкополосной помехи от отношения широкополосная помеха-шум

При увеличении числа обновлений начальных фаз коэффициент подавления помех, достигаемый модифицированными алгоритмами (3.4) и (3.5), стремится к значению, соответствующему минимуму целевой функции. Такая сходимость является важным преимуществом, позволяющим повысить качество фазовой адаптации.

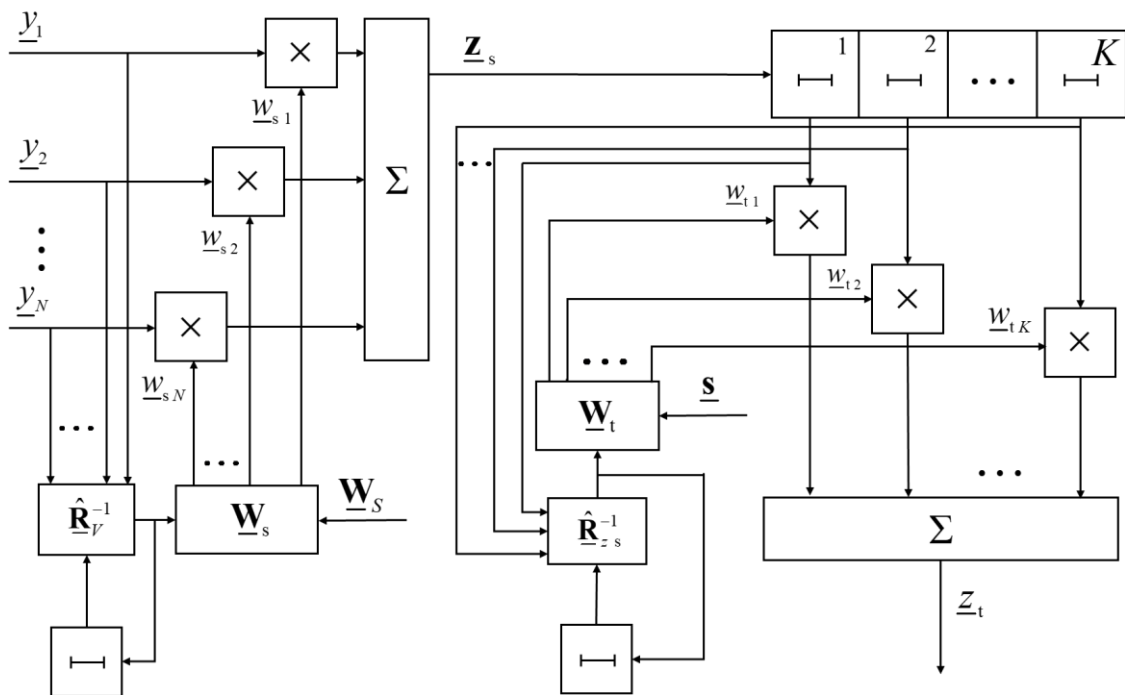
3.4 Анализ адаптивных алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной помех

В работе [98] показано, что разделение обработки сигналов на пространственный и временной компоненты позволяет повысить вычислительную эффективность при незначительном уменьшении отношения сигнал-помеха. Разделение обработки также уменьшает массогабариты, энергопотребление, число весовых коэффициентов и, как следствие, упрощает их адаптивную подстройку. Разделение обработки также позволяет отдельно настраивать вектора пространственной и временной обработки, что

способствует повышению скорости адаптивной подстройки, например при предпроцессорной оптимизации пространственной структуры антенной решетки [84].



а)



б)

Рисунок 3.11 – Структурные схемы адаптивных алгоритмов подавления комплекса помех с разделением на пространственный и временный компоненты
а) алгоритм на основе непосредственного обращения корреляционной матрицы
б) алгоритм на основе рекуррентного обращения корреляционной матрицы

Разделение обработки на пространственную и временную компоненты позволяет реализовать четыре варианта адаптивных систем:

- 1) адаптивная пространственная и адаптивная временная обработка на основе непосредственного обращения корреляционных матриц (рисунок 3.11а),
- 2) адаптивная пространственная и адаптивная временная обработка, основанная на рекуррентном методе (рисунок 3.11б),
- 3) адаптивная пространственная обработка на основе непосредственного обращения корреляционных матриц и адаптивная временная обработка, выполненная с использованием рекуррентного метода,
- 4) адаптивная пространственная обработка на основе рекуррентного метода и адаптивная временная обработка с применением непосредственного обращения корреляционных матриц.

При разделении обработки на пространственный и временной компоненты оптимальный по критерию максимума отношения сигнал-помеха весовой вектор пространственной обработки и оптимальный весовой вектор временной обработки соответственно равны [9]:

$$\underline{\mathbf{W}}_{Os} = \underline{\mathbf{W}}_S^H \underline{\mathbf{R}}_{Vs}^{-1}, \quad \underline{\mathbf{W}}_{Ot} = \underline{\mathbf{S}}_S^* \underline{\mathbf{R}}_{Vt}^{-1},$$

где $\underline{\mathbf{W}}_S$ – направляющий вектор полезного сигнала, $\underline{\mathbf{R}}_{Vs}$ – матрица пространственной корреляции комплекса помех, $\underline{\mathbf{R}}_{Vt}$ – матрица временной корреляции помех после пространственной обработки, $\underline{\mathbf{S}}_S$ – отсчеты полезного сигнала по времени после пространственной обработки.

При наличии статистической априорной неопределенности точные значения корреляционных матриц помех в соответствии с адаптивным байесовским подходом заменяются их состоятельными оценками [4]:

$$\underline{\mathbf{R}}_{Vs} \rightarrow \hat{\underline{\mathbf{R}}}_{Vs}, \quad \underline{\mathbf{R}}_{Vt} \rightarrow \hat{\underline{\mathbf{R}}}_{Vt}.$$

Адаптированные ВВК равны соответственно:

$$\underline{\mathbf{W}}_{As} = \underline{\mathbf{W}}_S^H \hat{\underline{\mathbf{R}}}_{Vs}^{-1}, \quad \underline{\mathbf{W}}_{At} = \underline{\mathbf{S}}_S^* \hat{\underline{\mathbf{R}}}_{Vt}^{-1}.$$

Пусть наблюдаемый процесс представляет собой $N \times K$ матрицу пространственно-временных отсчетов суммы сигнала и помех:

$$\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{V}},$$

где K – число отсчетов во времени, N – число пространственных отсчетов, равное числу антенн, $\underline{\mathbf{S}} = \underline{\mathbf{W}}_S \underline{\mathbf{s}}_0$ – $N \times K$ матрица отсчетов детерминированного сигнала, $\underline{\mathbf{s}}_0$ – $1 \times K$ вектор отсчетов во времени детерминированного сигнала, $\underline{\mathbf{V}} = \underline{\mathbf{V}}_{\text{nb}} + \underline{\mathbf{V}}_{\text{wb}} + \underline{\mathbf{V}}_{\text{noise}}$ –

комплекс помех, $\underline{\mathbf{V}}_{\text{wb}} = \left\{ \underline{\mathbf{V}}_{\text{wb } k} = \sum_{m=1}^{M_{\text{wb}}} \underline{v}_{\text{wb } k m} \underline{\mathbf{W}}_{\text{wb } m}, k=1, \dots, K \right\}$ – $N \times K$ матрица отсчетов

комплекса M_{wb} пространственно коррелированных и некоррелированных во времени широкополосных помех (ШП), $\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb } m}$ – направляющий вектор ШП помех,

$\underline{v}_{\text{wb } k m}, k=1, \dots, K$, – некоррелированные гауссовские случайные числа с дисперсией

D_{wb} , $\underline{\mathbf{V}}_{\text{nb}} = \left\{ \underline{\mathbf{V}}_{\text{nb } k} = \sum_{m=1}^{M_{\text{nb}}} \underline{v}_{\text{nb } k m} \underline{\mathbf{W}}_{\text{nb } m}, k=1, \dots, K \right\}$. – $N \times K$ матрица отсчетов

пространственно распределенной и коррелированной во времени узкополосной помехи (УП), $\underline{\mathbf{W}}_{\text{nb } m}$ направляющий вектор излучающих точек УП помехи,

$\underline{v}_{\text{nb } k m} = \underline{v}_{\text{nb } k m}^I + j \underline{v}_{\text{nb } k m}^Q$ – отсчеты во времени УП с интервалом дискретизации Δt ,

$\underline{v}_{\text{nb } k+1 m}^I = a_{\text{nb}} \underline{v}_{\text{nb } k m}^I + b_{\text{nb}} \eta_{k m}$, $\underline{v}_{\text{nb } k+1 m}^Q = a_{\text{nb}} \underline{v}_{\text{nb } k m}^Q + b_{\text{nb}} \eta_{k m}$ – отсчеты квадратурных

составляющих УП, $a_{\text{nb}} = 1 - \alpha_{\text{nb}} \Delta t$, $b_{\text{nb}} = \sqrt{\frac{D_{\text{nb}}}{2M_{\text{nb}}}(1 - a_{\text{nb}}^2)}$, $\eta_{k m}$ – независимые

гауссовские случайные числа, α_{nb} – коэффициент затухания временной корреляции УП,

D_{nb} – дисперсия УП, $\underline{\mathbf{V}}_{\text{noise}}$ – $N \times K$ матрица отсчетов некоррелированного гауссовского шума с дисперсией D_n .

Сигнал на выходе блока оптимальной пространственной обработки представим в виде весовой суммы пространственных отсчетов входного сигнала:

$$\underline{\mathbf{z}}_s = \underline{\mathbf{W}}_{\text{Os}} \underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{Os}} \underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{W}}_{\text{Os}} (\underline{\mathbf{V}}_{\text{nb}} + \underline{\mathbf{V}}_{\text{wb}} + \underline{\mathbf{V}}_{\text{noise}}) = \underline{\mathbf{S}}_s + \underline{\mathbf{V}}_s.$$

Сигнал на выходе блока оптимальной временной обработки представим в виде весовой суммы временных отсчетов результата пространственной обработки:

$$\underline{z}_t = \underline{W}_{Ot} \underline{z}_s^T = \underline{W}_{Ot} (\underline{S}_s + \underline{V}_s)^T.$$

Во второй главе получены матрицы пространственно-временной корреляции ШП и УП на входе:

$$\underline{R}_{wb} = \underline{R}_{wb s} \otimes \underline{r}_{wb t}, \quad \underline{R}_{nb} = \underline{R}_{nb s} \otimes \underline{r}_{nb t}.$$

Матрица пространственной корреляции комплекса помех $\underline{V}$ равна сумме корреляционных матриц ШП, УП и шума:

$$\underline{R}_{Vs} = \overline{\underline{V}(k) \underline{V}^H(k)} = \underline{R}_{nb s} + \underline{R}_{wb s} + \underline{R}_{noise s}.$$

Матрица пространственной корреляции шума равна $\underline{R}_{noise s} = D_{noise} \underline{I}_N$. Матрица пространственной корреляции нескольких ШП равна сумме корреляционных матриц каждой из ШП:

$$\underline{R}_{wb s} = \sum_{m=1}^{M_{wb}} D_{wb m} \underline{W}_{wb m} \underline{W}_{wb m}^H.$$

Для описания пространственной корреляции непрерывно распределенных в пространстве УП используется угловой спектр мощности $p(\alpha, \gamma)$, задающий распределение интенсивности помехи по угловым координатам α, γ [12,16]. При этом матрица пространственной корреляции УП равна

$$\underline{R}_{nb s} = D_{nb s} \{ \underline{r}_{nb s}(n, k), n, k = 1, \dots, N \},$$

где коэффициенты пространственной корреляции пространственных отсчётов УП определяются соотношением (2.8)

$$\underline{r}_{nb s}(n, m) = \int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} p(\alpha, \gamma) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \sin \gamma [(x_m - x_n) \cos \alpha + (y_m - y_n) \sin \alpha]} d\gamma d\alpha \bigg/ \int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} p(\alpha, \gamma), \quad n, m = 1, \dots, N,$$

где x_m, x_n, y_m, y_n – координаты фазовых центров антенн.

Так как в классифицированной выборке в АР присутствуют только помехи, матрица временной корреляции помех на выходе пространственной обработки имеет вид:

$$\underline{\mathbf{R}}_{Vt} = \underline{\mathbf{R}}_t = \overline{(\underline{\mathbf{W}}_{Os} \underline{\mathbf{V}})^T (\underline{\mathbf{W}}_{Os} \underline{\mathbf{V}})^*} = \overline{\mathbf{Y}^T \underline{\mathbf{W}}_{Os}^T \underline{\mathbf{W}}_{Os}^* \mathbf{Y}^*} = \begin{bmatrix} \underline{R}_{t11} & \underline{R}_{t12} & \cdots & \underline{R}_{t1K} \\ \underline{R}_{t21} & \underline{R}_{t22} & \cdots & \underline{R}_{t2K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{R}_{tK1} & \underline{R}_{tK2} & \cdots & \underline{R}_{tKK} \end{bmatrix}.$$

Запишем элементы матрицы временной корреляции помех на выходе пространственной обработки:

$$\underline{R}_{tk_1k_2} = \overline{\sum_{n_1=1}^N \underline{\mathbf{V}}_{n_1k_1} \underline{w}_{n_1} \sum_{n_2=1}^N \underline{w}_{n_2}^* \underline{\mathbf{V}}_{n_2k_2}^*} = \sum_{n_1=1}^N \sum_{n_2=1}^N \underline{w}_{n_1} \underline{w}_{n_2}^* \overline{\underline{\mathbf{V}}_{n_1k_1} \underline{\mathbf{V}}_{n_2k_2}^*},$$

где $\overline{\underline{\mathbf{V}}_{n_1k_1} \underline{\mathbf{V}}_{n_2k_2}^*}$ – элемент матрицы пространственно-временной корреляции помех на входе.

При заданном числе весовых коэффициентов временной обработки K_w используем следующие элементы матрицы временной корреляции помех после пространственной обработки:

$$\underline{R}_{tk_1k_2} = \sum_{n_1=1}^N \sum_{n_2=1}^N \underline{w}_{s n_1} \underline{w}_{s n_2}^* \left[\begin{aligned} & \left(\underline{R}_{nbs k_1k_2}(n_1, n_2) \underline{r}_{nbt}(k_1, k_2) \right) + \\ & + \left(\underline{R}_{wb s k_1k_2}(n_1, n_2) \underline{r}_{wb t}(k_1, k_2) \right) + \\ & + \left(\underline{R}_{noise s k_1k_2}(n_1, n_2) \underline{r}_{noiset}(k_1, k_2) \right) \end{aligned} \right], \quad k_1, k_2 = 1, \dots, K_w.$$

Адаптивную подстройку весовых коэффициентов проведем с использованием классифицированной обучающей выборки, когда на входе действуют только помехи, а детерминированный сигнал отсутствует. Оценка корреляционной матрицы комплекса помех $\hat{\underline{\mathbf{R}}}_V$ является ключевым элементом в данной адаптивной обработке, так как она описывает статистическую зависимость между компонентами вектора входных помех. Рассмотрим два метода получения оценки корреляционной матрицы для вычисления весового вектора: метод непосредственного обращения корреляционной матрицы и метод рекуррентного обращения корреляционной матрицы.

Оценка корреляционной матрицы $\hat{\underline{\mathbf{R}}}_V$ методом максимального правдоподобия равна выборочному среднему по выборке размером K [4]:

$$\hat{\mathbf{R}}_V = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{V}(k) \mathbf{V}^H(k), \quad (3.6)$$

где $\mathbf{V}(k)$ – вектор помех, для которого оценивается корреляционная матрица. Соответственно при адаптивном вычислении вектора весовой обработки используется непосредственное обращение оценки корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}_V^{-1}$. Если оценивается матрица пространственной корреляции, то используется выборка столбцов матрицы комплекса помех $\mathbf{V}(k) = \mathbf{V}(:, k)$.

При оценивании матрицы временной корреляции используются отсчеты $v_s(k)$ из строки помех, получаемых в результате пространственной обработки:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_{Vt} &= \{ \hat{R}_{Vt}(k_1, k_2), k_1, k_2 = 1, \dots, K_w \}, \\ \hat{R}_{Vt}(k_1, k_2) &= \frac{1}{K - k_1 + k_2} \sum_{k=k_1}^K v_s(k) v_s^*(k - k_1 + k_2), k_1 - k_2 \geq 0, \\ \hat{R}_{Vt}(k_1, k_2) &= \hat{R}_{Vt}^*(k_2, k_1), k_1 - k_2 < 0, \end{aligned} \quad (3.7)$$

где K_w – число весовых коэффициентов временной обработки.

Для уменьшения временных затрат при применении метода непосредственного обращения корреляционной матрицы можно использовать рекуррентные методы обращения корреляционной матрицы. Рекуррентный алгоритм позволяет получить вектор весовых коэффициентов быстрее, чем методом непосредственного обращения, с последующим его уточнением в течение времени. Рекуррентный алгоритм с регулируемой памятью для вычисления обратной матрицы пространственной корреляции имеет вид [9]:

$$\hat{\mathbf{R}}_V^{-1}(k+1) = \frac{1}{(1-\beta)} \hat{\mathbf{R}}_V^{-1}(k) - \frac{\beta}{(1-\beta)} \frac{[\hat{\mathbf{R}}_V^{-1}(k) \mathbf{V}(k+1)] [\mathbf{V}^H(k+1) \hat{\mathbf{R}}_V^{-1}(k)]}{(1-\beta) + \beta [\mathbf{V}^H(k+1) \hat{\mathbf{R}}_V^{-1}(k) \mathbf{V}(k+1)]}, \quad (3.8)$$

где $0 \leq \beta \leq 1$ — коэффициент памяти рекуррентного алгоритма обращения, который отражает влияние предыдущего отсчета наблюдаемого процесса на последующее значение оценки обратной матрицы. При оценивании матрицы пространственной

корреляции используются вектор пространственных отсчетов комплекса помех $\underline{\mathbf{V}}(k) = \{\underline{v}_1(k), \underline{v}_2(k), \dots, \underline{v}_N(k)\}^T$ от N антенных элементов в момент времени k . При оценивании матрицы временной корреляции используются вектор отсчетов из строки помех, получаемых в результате пространственной обработки:

$$\underline{\mathbf{V}}_s(k) = \{v_s(k, k_1), k_1 = k, \dots, k + K_w - 1\}.$$

Итерационный алгоритм обращения матрицы временной корреляции имеет вид:

$$\hat{\underline{\mathbf{R}}}_{V_t}^{-1}(k+1) = \frac{1}{(1-\beta)} \hat{\underline{\mathbf{R}}}_{V_t}^{-1}(k) - \frac{\beta}{(1-\beta)} \frac{\left[\hat{\underline{\mathbf{R}}}_{V_t}^{-1}(k) \underline{\mathbf{z}}_s^*(k+1) \right] \left[\underline{\mathbf{z}}_s^T(k+1) \hat{\underline{\mathbf{R}}}_{V_t}^{-1}(k) \right]}{(1-\beta) + \beta \left[\underline{\mathbf{z}}_s^T(k+1) \hat{\underline{\mathbf{R}}}_{V_t}^{-1}(k) \underline{\mathbf{z}}_s^*(k+1) \right]} \quad (3.9)$$

.

Эффективность оптимальных алгоритмов, полученных при разделении обработки на пространственный и временной компоненты при полной априорной определенности исследована в работах [92, 98, 99]. Эффективность адаптивных алгоритмов оценивается по факту асимптотической сходимости адаптивных коэффициентов к их оптимальным значениям, времени сходимости [84] и среднеквадратическим значениям флуктуаций весовых коэффициентов в установившемся режиме адаптации. Анализ адаптивного алгоритма проведен для числа антенн $N = 4$, расстояния между соседними антеннами равно $d = \frac{\lambda}{2}$. Число отчетов по времени $K = 10000$ и $K = 30000$, число весовых коэффициентов временной обработки $K_w = 20$, направление прихода ШП $\gamma_{wb} = 20^\circ$, отношение ШП-шум $q_{wb} = 10$ дБ. Узкополосная помеха создается $M_{nb} = 100$ источниками независимых между собой и коррелированных во времени случайных процессов, располагающихся равномерно в угловом секторе от $\gamma_{nb1} = 30^\circ$ до $\gamma_{nb2} = 40^\circ$. Угловой спектр узкополосной помехи $p(\alpha, \gamma) = \text{const}$, отношение узкополосная помеха-шум $q_{nb} = 10$ дБ. Постоянный во времени полезный детерминированный сигнал $\mathbf{s}_{01} = \{1, 1, \dots, 1\}$ или знакопеременный во времени сигнал $\mathbf{s}_{02} = \{1, -1, 1, \dots\}$ располагаются в угловом направлении $\gamma_s = 0^\circ$.

На рисунке 3.12 представлены зависимости оптимальных и адаптивных весовых коэффициентов пространственной обработки от объема обучающей выборки. Адаптация

производится методом непосредственного обращения матрицы. Результаты анализа показали, что адаптивные коэффициенты сходятся к оптимальным значениям при увеличении объема обучающей выборки K , а погрешность вычисления весового коэффициента уменьшается и стремится к нулю.

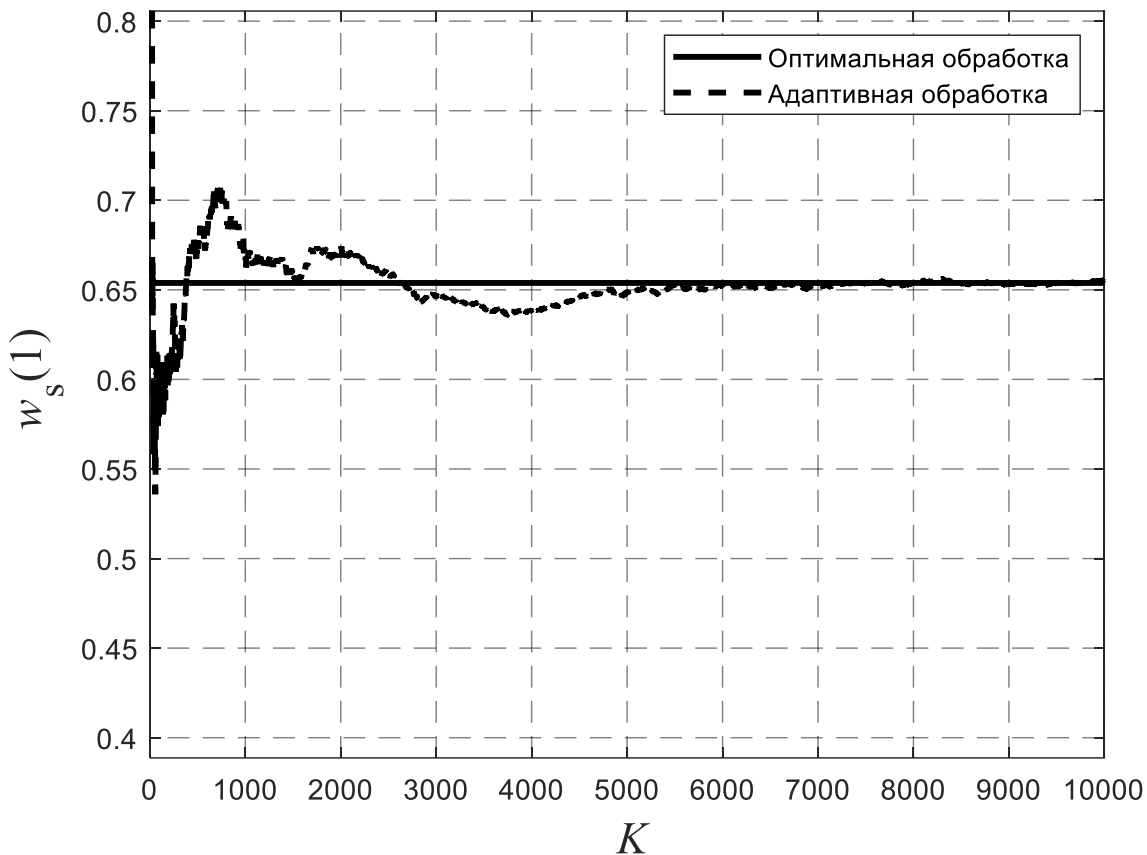


Рисунок 3.12 – Весовые коэффициенты оптимальной и адаптивной пространственной обработки методом непосредственного обращения матрицы

На рисунке 3.13 представлена зависимость адаптивного весового коэффициента пространственной обработки от времени, полученного рекуррентным методом. Для сравнения приведено оптимальное значение весового коэффициента. Графики зависимостей показывают, что адаптивный коэффициент сходится к оптимальному значению при увеличении дискретного времени k . При этом погрешность вычисления весового коэффициента зависит от коэффициента памяти β и уменьшается при уменьшении β . Вместе с тем при уменьшении β увеличивается время сходимости адаптивного весового коэффициента к оптимальному значению.

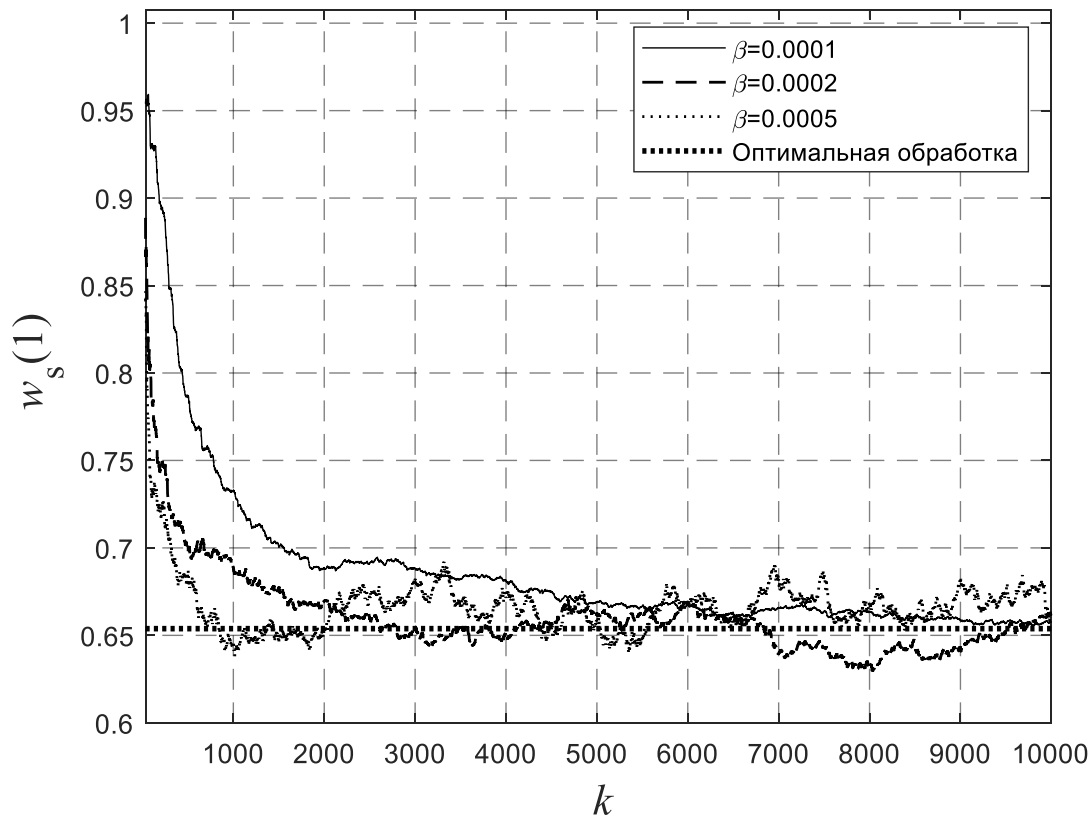


Рисунок 3.13 – Весовые коэффициенты оптимальной и адаптивной пространственных обработок с различными коэффициентами памяти

На рисунке 3.14 представлены сравнение зависимостей весовых коэффициентов временной обработки, полученных методом непосредственного обращения матрицы, от объема обучающей выборки и весовых коэффициентов, полученных методом рекуррентного обращения матриц с разными коэффициентами памяти, от времени. Установлено, что алгоритм адаптации по методу непосредственного обращения обладает меньшим временем сходимости при сравнимой погрешности весового коэффициента.

В результате проведенного исследования получены адаптивные алгоритмы обработки сигналов с разделением на пространственную и временную компоненты. Для обеспечения быстрой сходимости и повышения эффективности обработки может использоваться комбинированный подход. При этом на начальном этапе нескольких первых временных отсчетов весовой вектор определяется с использованием метода прямого обращения оценки корреляционной матрицы. На последующих этапах весовой вектор рассчитывается рекуррентным методом, что позволяет сократить

вычислительные затраты и сохранить точность обработки. Такой подход позволит обеспечить сбалансированность между вычислительной сложностью и скоростью адаптации, что делает его предпочтительным для применения в системах реального времени.

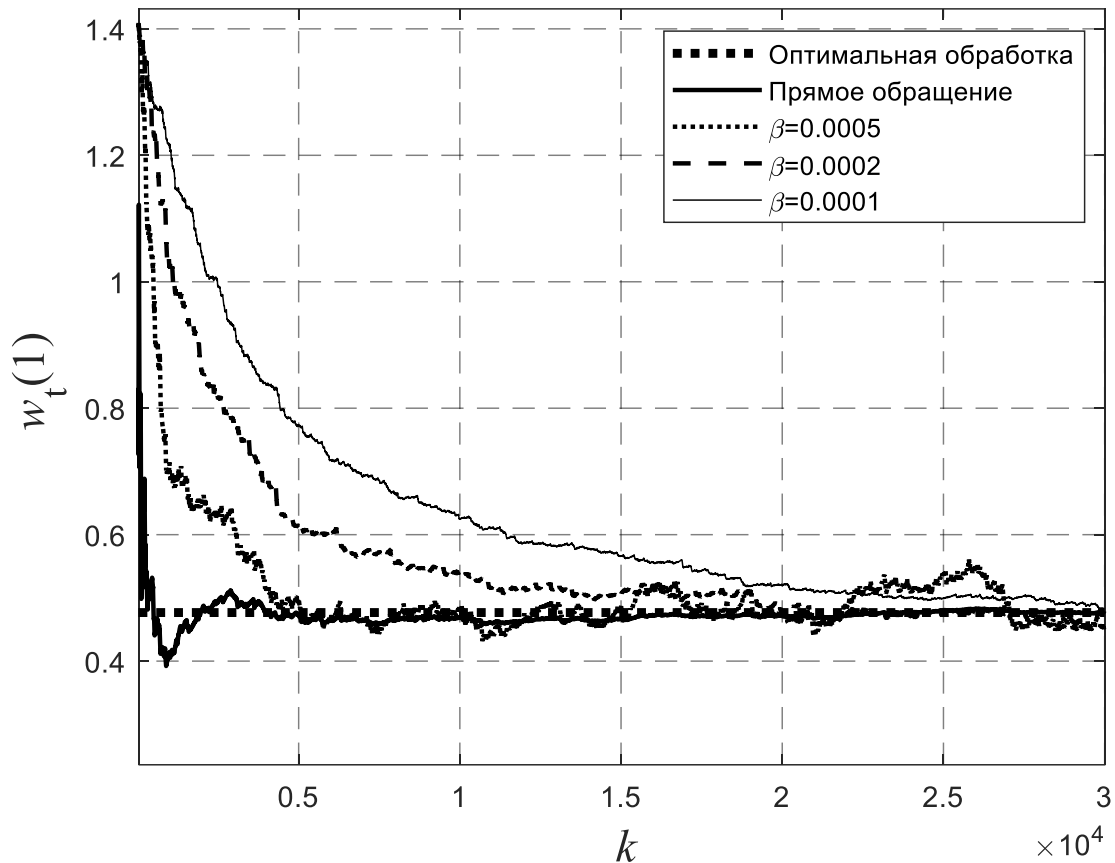


Рисунок 3.14 – Весовые коэффициенты адаптивной временной обработки разными методами

3.5 Выводы

В третьей главе диссертационной работы были разработаны и анализированы адаптивных алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной помех. По итогам исследований получены следующие результаты.

1. Искажение узкополосной помехи и сигнала в процессе фазовой адаптации уменьшает потенциальную помехоустойчивость. Поэтому при технической реализации целесообразно предусмотреть возможность разделения во времени процесса адаптации и приема полезного сигнала. Другим направлением совершенствования адаптивного

компенсатора помехи является использование двухпроцессорной структуры [8]: один процессор осуществляет компенсацию помехи и выделение полезного сигнала, а второй процессор производит адаптивную подстройку фаз первого процессора.

2. Модифицированный алгоритм обеспечивает сходимость выходной мощности помехи к глобальному минимуму. Выигрыш от применения модифицированного алгоритма по сравнению с немодифицированным увеличивается с увеличением числа циклов адаптации и достигает 5...7 дБ и более. Вместе с тем результат работы модифицированного алгоритма формируется только в конце всего времени адаптации, что может привести к недопустимым задержкам в некоторых сценариях использования.

3. Реализованы адаптивные алгоритмы обработки сигналов с разделением на пространственную и временную компоненты, которые говорили во второй главе. Эффективность адаптации рекуррентным методом зависит от значения коэффициента памяти и количества временных отсчетов, что требует точной настройки параметров для достижения оптимального результата. Метод непосредственного обращения матриц, хотя и обеспечивает более точное решение, сталкивается с возможными сложностями, связанными с вычислением обратной матрицы, особенно при большой размерности матрицы.

4. ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ КОМПЛЕКСА ШИРОКОПОЛОСНОЙ И УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХ

4.1 Влияние погрешностей технической реализации на эффективность алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной помех

Одним из ключевых параметров, определяющих характеристики современных цифровых систем обработки сигналов, является разрядность чисел, отражающая количество битов, используемых для представления значений сигналов. Разрядность оказывает непосредственное влияние на точность представления как полезных сигналов, так и различных помех, а также определяет эффективность фильтрации и подавления помех [13, 33]. В условиях реальной помеховой обстановки, как правило, наблюдается совокупность широкополосных и узкополосных помех, что существенно усложняет задачи их подавления и обостряет требования к числовому представлению данных [1–3].

Учет влияния разрядности на эффективность обработки сигналов позволяет оптимизировать параметры цифровых фильтров и повысить устойчивость системы к шумам и помехам различной природы. Исследование процессов квантования, включая возникающий при этом шум квантования, имеет важное значение для анализа точности вычислений и степени искажения полезной информации в цифровых трактах. Особое внимание уделяется анализу влияния разрядности на эффективность подавления широкополосных и узкополосных помех, а также на сохранение информативных составляющих сигнала при ограниченной вычислительной мощности.

Проведенный анализ позволяет сформулировать рекомендации по выбору оптимальной разрядности, обеспечивающей рациональный компромисс между точностью цифровой обработки и вычислительными затратами. При преобразовании аналогового сигнала в цифровую форму используется аналого-цифровой преобразователь (АЦП), осуществляющий процесс квантования, в ходе которого амплитудные значения сигнала округляются до ближайших дискретных уровней, определяемых глубиной разрядности применяемой системы кодирования [13, 33].

Шаг квантования h определяется выражением:

$$h = \frac{A_{\max}}{2^B - 1},$$

где $A_{\max}$ — диапазон значений сигнала, B — разрядность системы.

Чем больше разрядность B , тем меньше шаг квантования, что обеспечивает более точное представление значений сигнала. Ошибка квантования равна разности между реальным значением сигнала и его квантованным значением. Эта ошибка рассматривается как случайный шум, при увеличении разрядности ошибка квантования уменьшается, что снижает уровень шума квантования.

При умножении двоичных чисел разрядность результата увеличивается, что необходимо учитывать при обработке данных. Если оба множителя имеют разрядность B бит, то произведение в общем случае может занимать до $2B$ бит [13]. Это связано с тем, что максимальное значение результата удваивается при каждом умножении.

Для минимизации потерь информации в цифровых процессорах часто используют внутреннюю разрядность, превышающую разрядность входных данных. Например, при обработке 2-битных чисел можно временно расширять разрядность цифрового процессора до 4 бит перед выполнением усечения. Это позволяет более точно сохранять результат перед округлением или дальнейшими вычислениями.

В рамках моделирования рассмотрены различные архитектурные варианты архитектур цифрового процессора с учётом квантования на разных этапах обработки:

- 1) квантуется только входной сигнал,
- 2) квантуется сигнал и весовые коэффициенты,
- 3) квантуется сигнал, весовые коэффициенты и конечный результат обработки,
- 4) квантуется сигнал, весовые коэффициенты и результат каждой операции обработки.

На рисунке 4.1 представлен пример структурной схемы компенсатора комплекса помех с квантованием только входного сигнала.

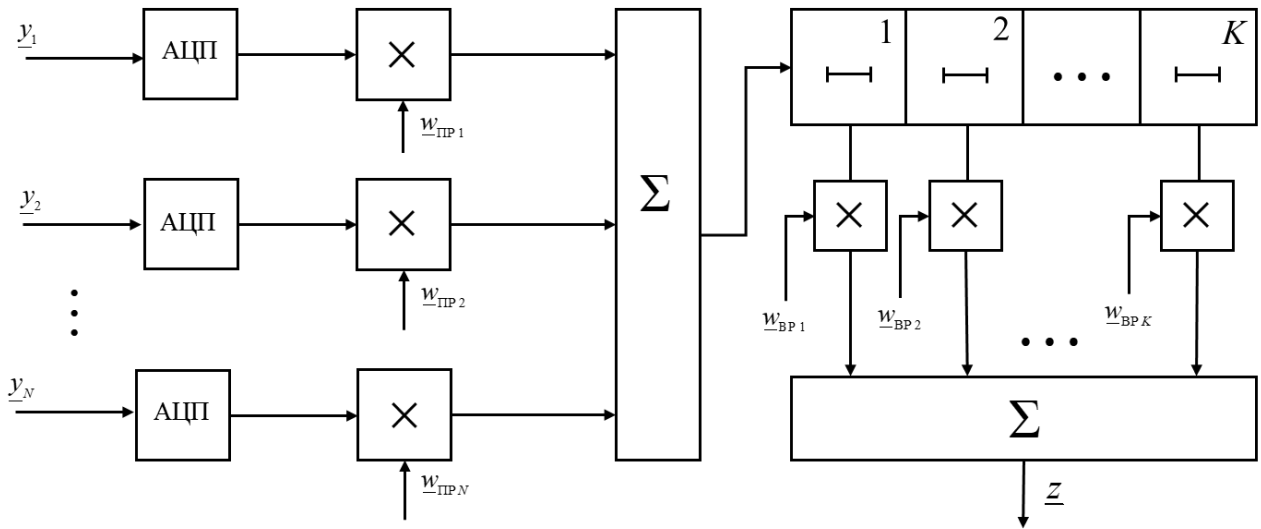


Рисунок 4.1 – Структурная схема примера компенсатор комплекса помех

Анализ эффективности обработки производится методом компьютерного моделирования. Для оценки влияния разрядности на подавление помех разработана компьютерная модель квантования сигналов, а также алгоритма пространственно-временной обработки сигнала. В данной работе исследуется случаи, когда квантуется только входной сигнал и когда квантуются сигнал, весовые коэффициенты. В модели примем следующие значения: антенная решетка из $N = 4$ элементов эквидистантная, расстояние между элементами $d = \frac{\lambda}{2}$, сигнал с постоянным знаком $\mathbf{s}_{02} = \{1, -1, 1, \dots\}$ расположен в направлении $\gamma_S = 0^\circ$; отношение сигнал-шум $q_S = 1$ дБ. Широкополосная помеха расположена в направлении $\gamma_{wb} = 20^\circ$, отношение широкополосная помеха-шум $q_{wb} = 20$ дБ. Узкополосная помеха распределена равномерно в секторе углов $\gamma_{nb1} = 30^\circ$ до $\gamma_{nb2} = 40^\circ$; отношение узкополосная помехи-шум $q_{nb} = 20$ дБ.

В работе используем равномерное амплитудное квантование, округление вниз. При аналого-цифровом квантовании входного сигнала диапазон значений $A_{\max}$ определяется уровнем $3\sigma_Y$, поскольку помехи имеют гауссовское распределение, где $\sigma_Y = \sqrt{\sigma_S^2 + \sigma_{wb}^2 + \sigma_{nb}^2 + \sigma_{\text{noise}}^2}$, $\sigma_S^2 = D_S$, $\sigma_{wb}^2 = D_{wb}$, $\sigma_{nb}^2 = D_{nb}$, $\sigma_{\text{noise}}^2 = D_{\text{noise}}$. При значениях входного сигнала больше $A_{\max}$, на выходе АЦП выдаются $A_{\max}$.

В модели используем оптимальный алгоритм подавления комплекса помех с разделением на пространственные и временные компоненты [98, 99]. Для вычисления оценки выходного ОСП используется следующая формула [9]:

$$\hat{q} = \frac{\hat{m}_z^2}{\hat{D}_z}, \quad (4.1)$$

где $\hat{m}_z$ — оценка математического ожидания выходного сигнала, $\hat{D}_z$ — оценка дисперсии выходного сигнала. Для расчета оценок математического ожидания и дисперсии выходного сигнала применяется усреднение по ансамблю из N_{exp} реализаций, что позволяет получить статистически обоснованные значения данных характеристик:

$$\hat{m}_z = \frac{1}{N_{\text{exp}}} \sum_{n=1}^{N_{\text{exp}}} \text{Re}[z(n)],$$

$$\hat{D}_z = \frac{1}{N_{\text{ex}}} \sum_{n=1}^{N_{\text{exp}}} \left\{ \text{Re}[z(n)] - \hat{m}_z \right\}^2.$$

На рисунке 4.2 представлена зависимость ОСП, рассчитанного по формуле (4.1) на выходе системы при различных архитектурах цифрового процессора.

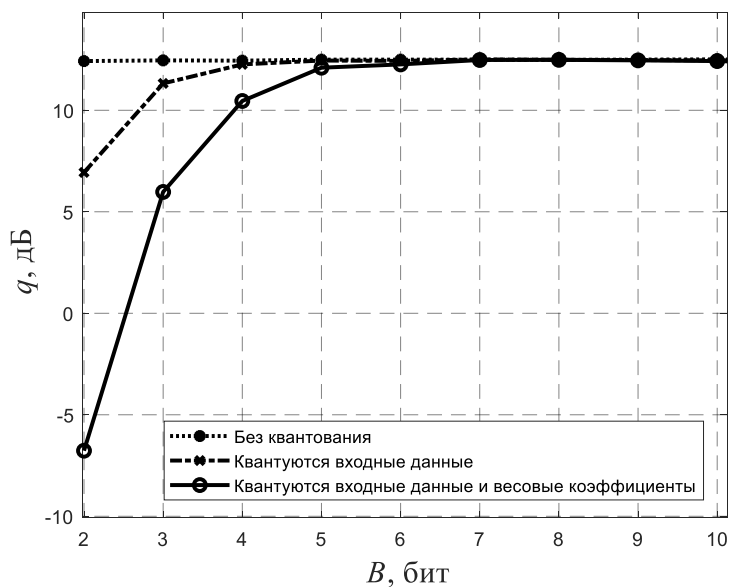


Рисунок 4.2 – Зависимость ОСП на выходе системы от разрядности цифрового процессора

С увеличением разрядности процессора уменьшается ошибка квантования, что приводит к повышению точности обработки сигналов. Для трех типов цифровых

процессоров (без квантования, квантуется только входной сигнал, квантуется сигнал и весовые коэффициенты) результат анализа показал, что разрядности в $B=5$ бит является достаточной для обеспечения высокого уровня выходного отношения сигнал-шум, необходимого для стабильной и эффективной работы системы.

На рисунке 4.3 представлена зависимость ОСП от разрядности квантования сигнала и весовых коэффициентов при различном количестве приемных антенн. С увеличением числа приемных антенн возрастает объем обрабатываемых данных, что приводит к росту размера векторов данных и вектора весовых коэффициентов пространственной и временной обработки.

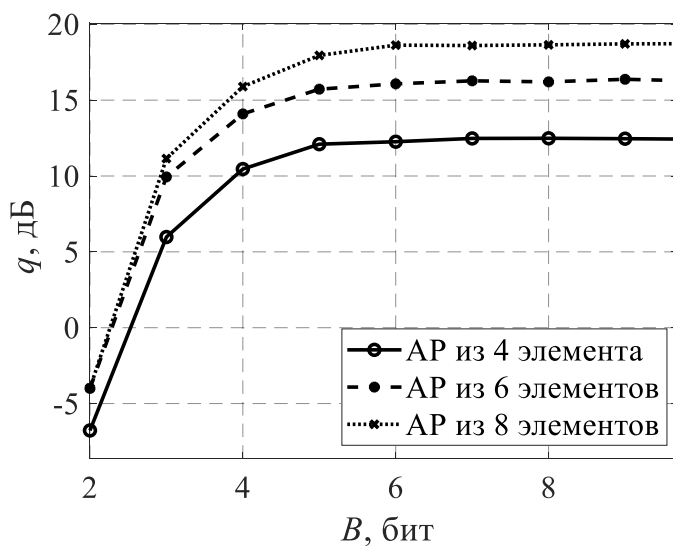


Рисунок 4.3 – Зависимость ОСП на выходе системы от количества элементов АР

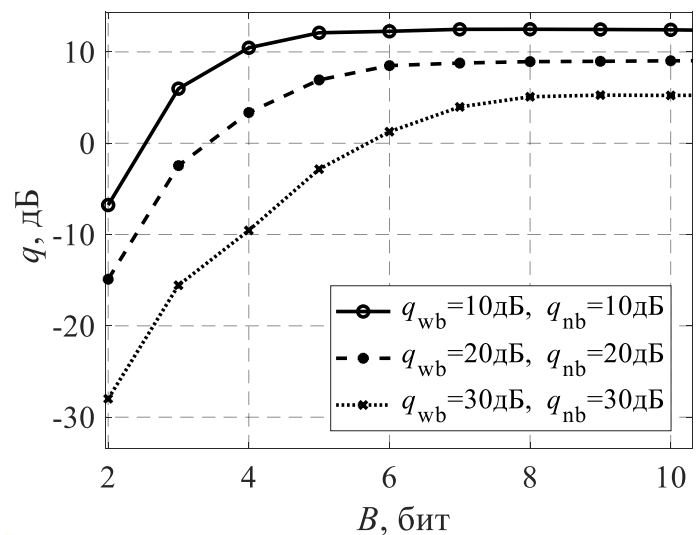


Рисунок 4.4 – Зависимость ОСП на выходе системы при разной мощностей помех

На рисунке 4.4 представлена зависимость ОСП от разрядности квантования сигнала и весовых коэффициентов при разных мощностях комплекса помех.

С увеличением мощности комплекса помех требуемая разрядность процессора возрастает примерно на 1 бит на каждые 6 дБ роста уровня помех, что обусловлено необходимостью поддержания заданного качества обработки сигналов и минимизации ошибок квантования.

4.2 Разработка технических средств реализации алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной помех

Система обработки сигналов включает в себя эквидистантная 4х-элементная антенная решетка. После антенной решетки подключают последовательно пространственной компонент и временной компонент обработки сигналов. Помеховая обстановка задается как сумма ШП помехи, УП помехи и шума. Для подавления помех используем разработанные алгоритмы в предыдущей главе, алгоритмы адаптивной обработки с разделением на пространственные и временные компоненты. Для реализации алгоритмов выбираем устройство на основе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) Xilinx Kintex-7 XC7K325T. Устройство имеет следующие характеристики: количество логических ячеек (luts): 326080, количество триггеров (ffs): 407600, количество dsp-блоков: 840, объем блока памяти (block ram): 16020 кбит, тактовая частота до 600 МГц [64, 65].

Предположим, что каждое комплексное число записывается в виде двух слов по 10 бит. Для выполнения операций с комплексными числами требуются следующие аппаратные ресурсы и временные затраты. Умножение двух комплексных чисел: используется 4 умножителя и 2 сумматора, операция выполняется за 2 такта. Деление двух комплексных чисел: требуется 8 умножителей и 4 сумматора, время выполнения составляет 2 такта. Сложение двух комплексных чисел: используются 2 сумматора, операция выполняется за 1 такт. Нахождение обратной матрицы $\underline{A}^{-1}$ методом Гаусса: матрица должна быть квадратной, определитель матрицы не равен 0. На первом шаге метода Гаусса, делим все элементы первой строки матрицы $[\underline{A} | \underline{E}]$ на первый элемент первой строки требуются $N+1$ операции деления, поэлементно от второй строки отнимаем первую строку, умноженную на первый элемент второй строки требуются $N+1$ операции умножения и $N+1$ операции сложения, от третьей строки отнимаем первую строку, умноженную на первый элемент третьей строки и так далее до N строки. Повторяем выше шаги всего N раз мы получаем результат, что для нахождения обратной матрицы размером $N \times N$ нужно $2N^2$ операции деления, $2N^2$ операции умножения и

$2N^2$ операции сложения. При исключении операций умножения и сложения на 0, то нужно $N^2 + N$ операции деления, $N^2 + N$ операции умножения и $N^2 + N$ операции сложения. А при исключении еще операций вычитания и деления на само себя то нужно лишь N^2 операции деления, N^2 операции умножения и N^2 операции сложения и они занимают $7N$ тактов.

Таблица 4.1 – Характеристики современных ПЛИС

Семейство	Производит ель	Логические элементы	DSP- блоки	Память (Мбит)	Тактовая частота (МГц)
Virtex UltraScale+	Xilinx (AMD)	До 11,232	До 12,288	До 1,500	до 1066
Spartan-7	Xilinx (AMD)	До 102,400	До 360	До 4.8	до 464
Stratix 10	Intel	До 1,140,000	До 11,520	До 2,300	до 1150

На таблице 4.1 проведены краткие характеристики современных ПЛИС. Для корректного функционирования алгоритма необходимо, чтобы время накопления одного временного отсчёта сигнала было меньше интервала дискретизации. На рисунке 4.5 представлена временная диаграмма работы алгоритмов обработки сигналов на фоне комплекса помех.



Рисунок 4.5 – Временная диаграмма работы алгоритмов обработки сигналов на фоне комплекса помех

Составим структурные схемы технической реализации каждого блока обработки сигналов и для них таблицы вычислительных затрат. У ПЛИС существуют алгоритмы и методы работы с ограничением ресурсов, поэтому при расчете вычислительных затрат мы балансируем число параллельных вычислений и число тактов работы.

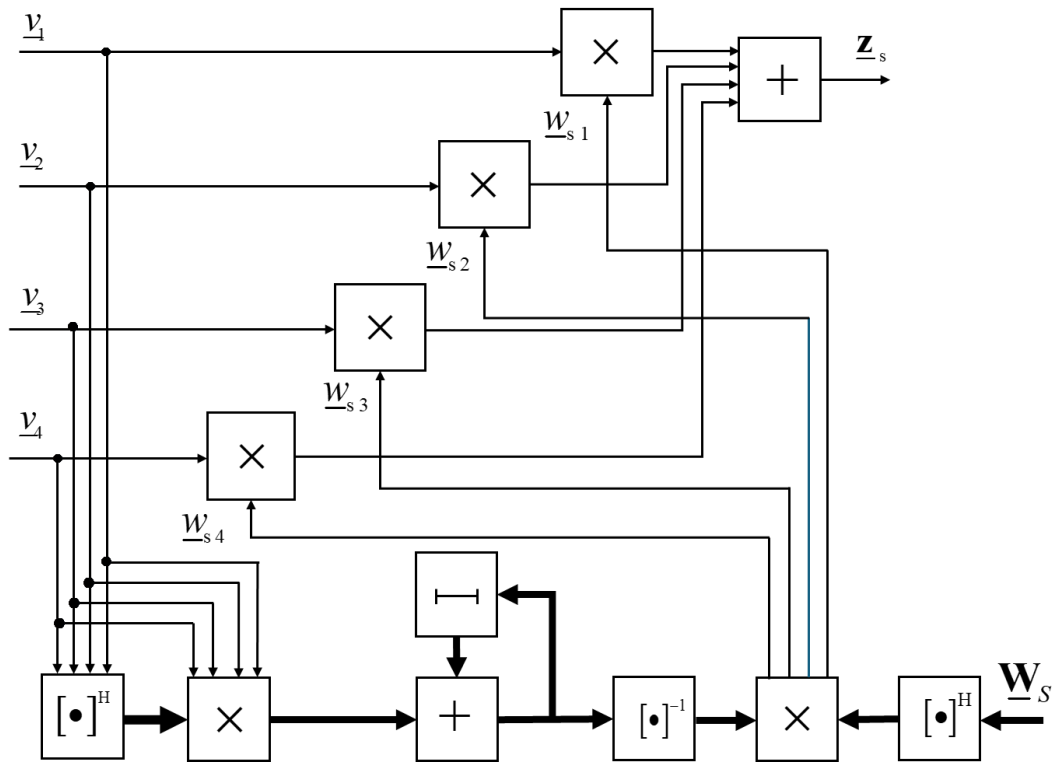


Рис. 4.6 – Структурная схема пространственная обработка метода прямого обращения матрицы

На рисунке 4.6 представлены структурная схема пространственная обработка прямого метода обращения корреляционной матрицы.

В таблице 4.2 приведен расчет вычислительных затрат для одного временного отчета пространственной обработки метода прямого обращения матрицы.

Таблица 4.2 – Расчет вычислительных затрат для одного временного отчета пространственной обработки метода прямого обращения матрицы

Вычисление	Число умножителей	Число сумматоров	Объем блочной памяти (бит)	Число тактов
Этап вычисления накопления статики				
$\underline{\mathbf{v}}(k)\underline{\mathbf{v}}^H(k)$	4*4	2*4	10*4*4*2	2*4
	4*4*4	2*4*4		2
$\sum_{k=1}^K \underline{\mathbf{v}}(k)\underline{\mathbf{v}}^H(k)$		2*4	10*4*4*2	4
		2*4*4		1
$\hat{\mathbf{R}}_V^{-1}(k)$	8*4	4*4	10*4*4*2*2	7*4

Всего	48	32	1280	40
	96	80		31
Этап вычисления оценки				
$\underline{\mathbf{W}}_S^H$			10*4*4*2	2
$\underline{\mathbf{W}}_s(k) = \underline{\mathbf{W}}_S^H \hat{\underline{\mathbf{R}}}_V^{-1}(k)$	4*4	2*4+2*3	10*4*2	2*4+2*4
	4*4*4	2*4*4+2*3*4		2+2
Этап адаптивной подстройки				
$\underline{\mathbf{V}}(k) \circ \underline{\mathbf{W}}_{As}(k)$	4*4	2*4		2*4
$\underline{z}_s(k)$		2*3		2

На рисунке 4.7 представлены структурные схемы пространственная обработка рекуррентного метода и блока рекуррентного обращения.

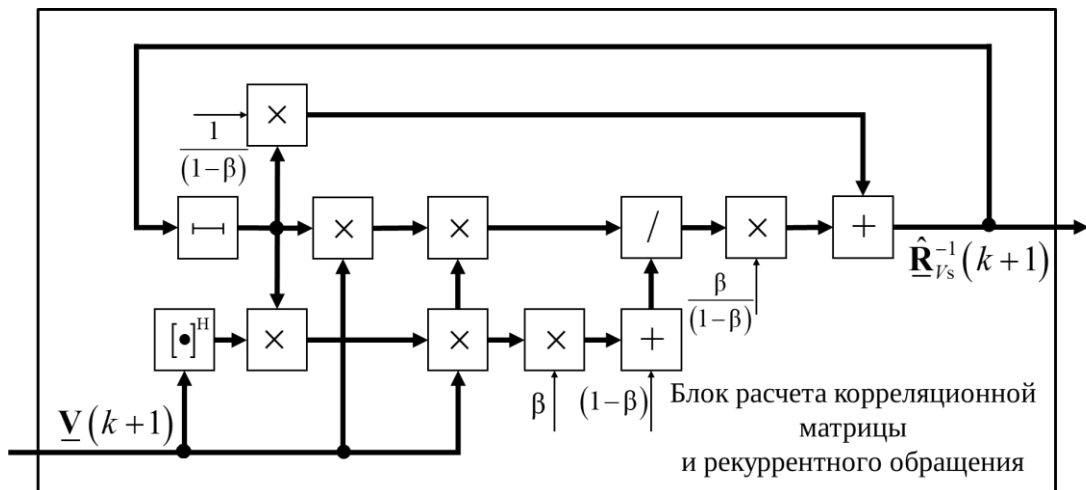
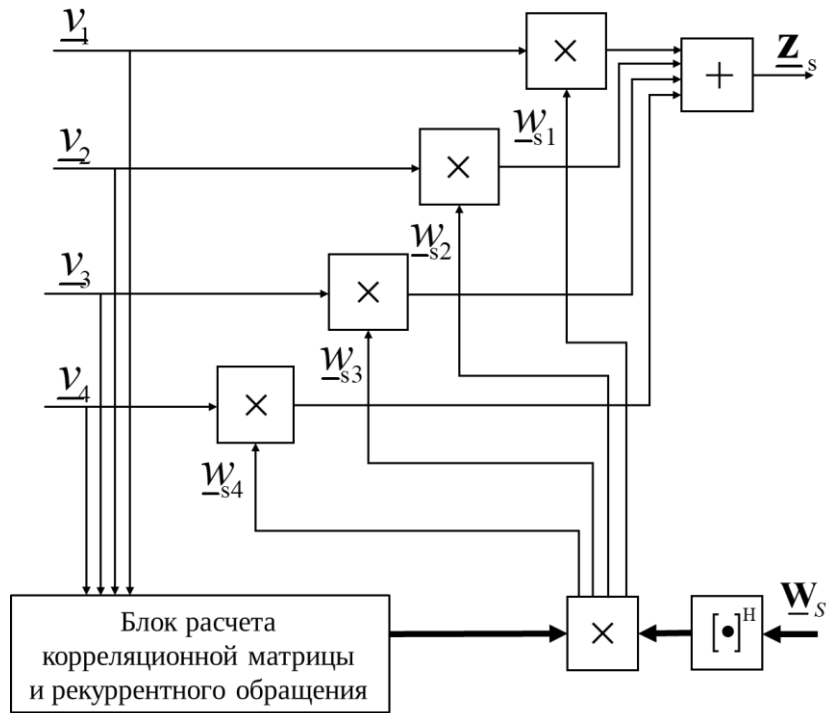


Рисунок 4.7 – Структурные схемы пространственная обработка
рекуррентного метода а) и блока рекуррентного обращения б)

В таблице 4.3 приведен расчет вычислительных затрат для одного временного отчета пространственной обработки рекуррентного метода.

Таблица 4.3 – Расчет вычислительных затрат для одного временного отчета
пространственной обработки рекуррентного метода

Вычисление	Число умножи тели	Число сумматоров	Объем в блочной памяти (бит)	Число такто в
Этап вычисления накопления статики				
$\frac{1}{(1-\beta)} \hat{\mathbf{R}}_V^{-1}(k)$	2*4		10*4*4* 2	4
	2*4*4			1
$\hat{\mathbf{R}}_V^{-1}(k) \mathbf{V}(k+1)$	4*4	2*4+2*3	10*4*2	2*4+2 *4
	4*4*4	2*4*4+2*3* 4		2+2
$\mathbf{V}^H(k+1)$			10*4*2	2
$\mathbf{V}^H(k+1) \hat{\mathbf{R}}_V^{-1}(k)$	4*4	2*4+2*3	10*4*2	2*4+2 *4
	4*4*4	2*4*4+2*3* 4		2+2
$\left[\hat{\mathbf{R}}_V^{-1}(k) \mathbf{V}(k+1) \right] \left[\mathbf{V}^H(k+1) \hat{\mathbf{R}}_V^{-1}(k) \right]$	4*4	2*4	10*4*4* 2	2*4
	4*4*4	2*4*4		2
$\left[\mathbf{V}^H(k+1) \hat{\mathbf{R}}_V^{-1}(k) \mathbf{V}(k+1) \right]$	4*4	2*4+2*3	10*2	4
$\beta \left[\mathbf{V}^H(k+1) \hat{\mathbf{R}}_V^{-1}(k) \mathbf{V}(k+1) \right]$	2		10*2	1

$(1-\beta) + \beta \left[\underline{\mathbf{V}}^H(k+1) \hat{\underline{\mathbf{R}}}_V^{-1}(k) \underline{\mathbf{V}}(k+1) \right]$		2	10*2	1
$\left[\hat{\underline{\mathbf{R}}}_V^{-1}(k) \underline{\mathbf{V}}(k+1) \right] \left[\underline{\mathbf{V}}^H(k+1) \hat{\underline{\mathbf{R}}}_V^{-1}(k) \right]$	8*4	4*4	10*4*4*	2*4
$(1-\beta) + \beta \left[\underline{\mathbf{V}}^H(k+1) \hat{\underline{\mathbf{R}}}_V^{-1}(k) \underline{\mathbf{V}}(k+1) \right]$	8*4*4	4*4*4	2	2
$\frac{\beta}{(1-\beta)} \times$ $\times \frac{\left[\hat{\underline{\mathbf{R}}}_V^{-1}(k) \underline{\mathbf{V}}(k+1) \right] \left[\underline{\mathbf{V}}^H(k+1) \hat{\underline{\mathbf{R}}}_V^{-1}(k) \right]}{(1-\beta) + \beta \left[\underline{\mathbf{V}}^H(k+1) \hat{\underline{\mathbf{R}}}_V^{-1}(k) \underline{\mathbf{V}}(k+1) \right]}$	2*4		10*4*4*	4
	2*4*4		2	1
$\hat{\underline{\mathbf{R}}}_V^{-1}(k+1)$		2*4	10*4*4*	4
		2*4*4	2	1
Всего	112	76	1900	68
	386	264		23
Этап вычисления оценки				
$\underline{\mathbf{W}}_S^H$			10*4*4*	2
			2	
$\underline{\mathbf{W}}_{As}(k) = \underline{\mathbf{W}}_S^H \hat{\underline{\mathbf{R}}}_V^{-1}(k)$	4*4	2*4+2*3	10*4*2	2*4+2*4
	4*4*4	2*4*4+2*3*4		2+2
Этап адаптивной подстройки				
$\underline{\mathbf{Y}}(k) \circ \underline{\mathbf{W}}_{As}(k)$	4*4	2*4		1
$\underline{\mathbf{z}}_s(k)$		2*3		2

На рисунке 4.8 представлены структурные схемы временная обработка прямого метода и блока расчета корреляционной матрицы. В блоке расчета корреляционной матрицы элементы верхнего треугольника вычисляются по формуле (3.7), а элементы нижнего треугольника представляют собой комплексно-сопряженные значения соответствующих элементов верхнего треугольника.

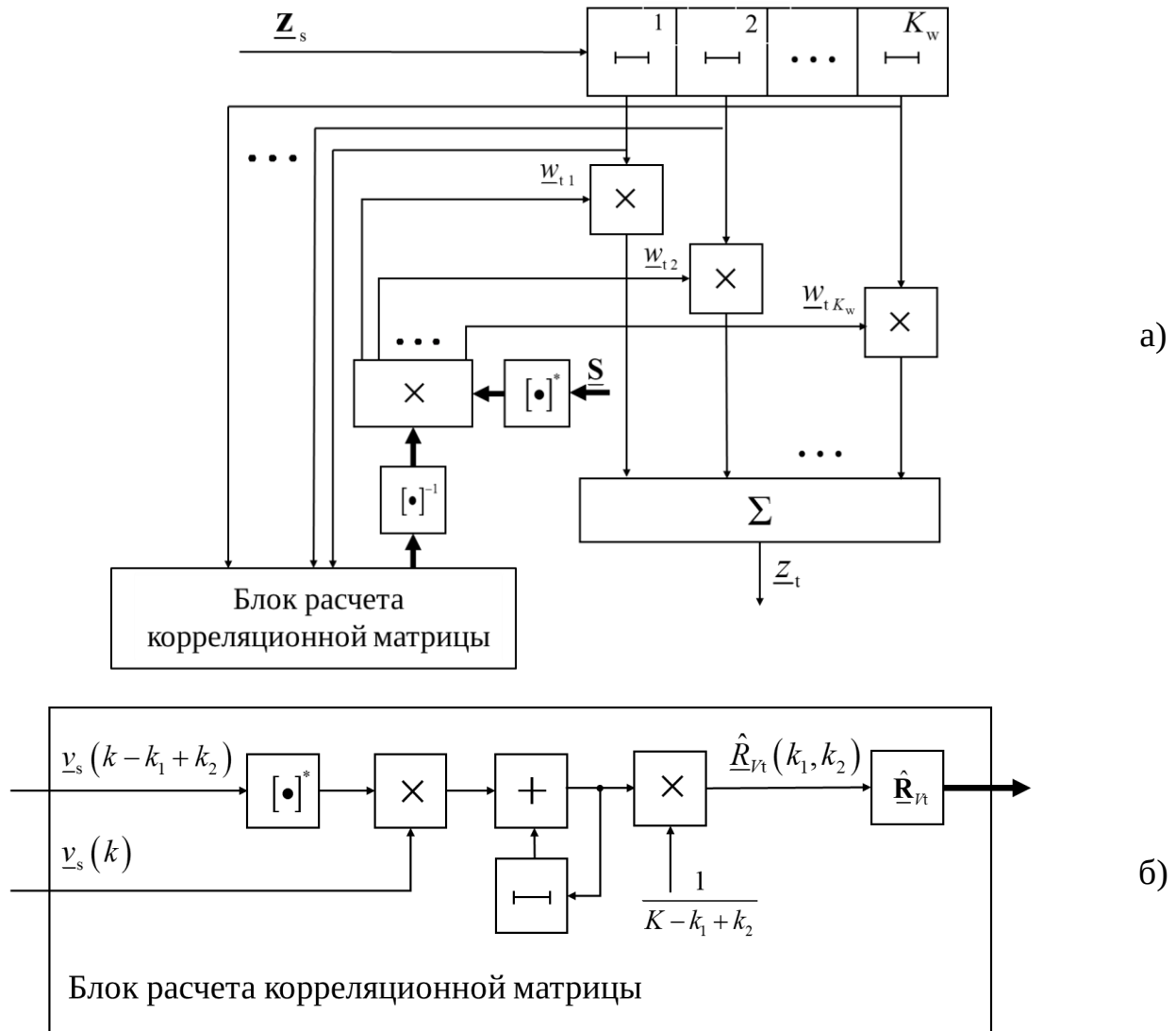


Рисунок 4.8 – Структурные схемы временная обработка прямого метода а)
и блока расчета корреляционной матрицы б)

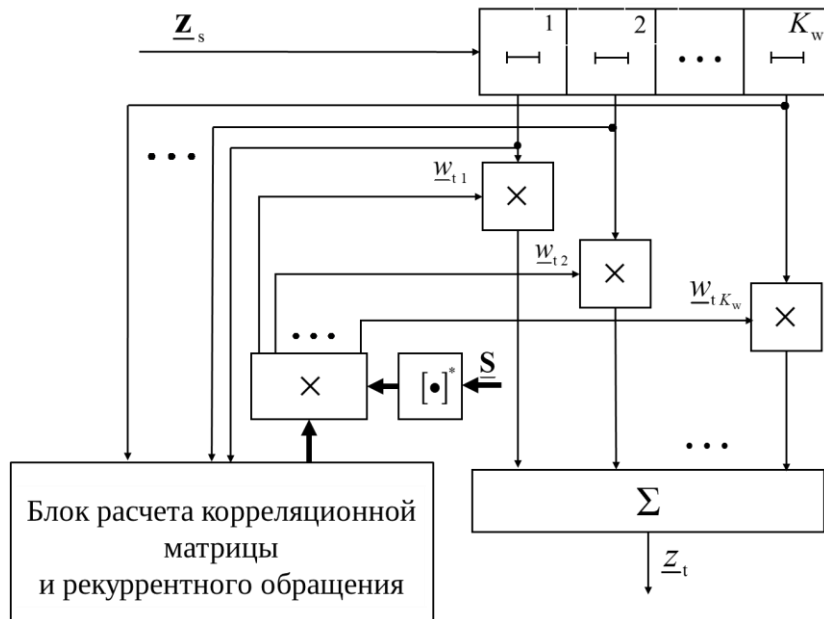
Для временной обработки берем окно размером $K_w = 20$. В таблице 4.4 приведен расчет вычислительных затрат для одного временного отчета временной обработки прямого метода.

Таблица 4.4 – Расчет вычислительных затрат для одного временного отчета
временной обработки прямого метода

Вычисление	Число умножители	Число сумматоров	Объем в блочной памяти (бит)	Число тактов
Этап вычисления накопления статистики				

$\underline{v}_s^*(k - k_1 + k_2),$ $\underline{v}_s^*(k)$	1		10*2*2	1
$\underline{v}_s(k)\underline{v}_s^*(k - k_1 + k_2),$ $\underline{v}_s(k - k_1 + k_2)\underline{v}_s^*(k)$	4*2	2*2	10*2*2	2
$\sum_{k=k_1}^K \underline{v}_s(k)\underline{v}_s^*(k - k_1 + k_2)$,		4	10*2*2	1
$\hat{\underline{\mathbf{R}}}_V^{-1}$	2*20*20		10*20*20*2	(20+1)*18+20
Всего	809	8	8120	402
Этап вычисления оценки				
$\underline{\mathbf{S}}_s^*$	20			1
$\underline{\mathbf{W}}_{At} = \underline{\mathbf{S}}_s^* \hat{\underline{\mathbf{R}}}_{Vt}^{-1}$	4*20	2*20+38	10*20*2	(2+5)*20
	4*20*20	2*20+38*20		2+5
Этап адаптивной подстройки				
$\underline{\mathbf{Z}}_s(k) \circ \underline{\mathbf{W}}_{At}(k)$	4*20	2*20		1
$\underline{z}_t(k)$		38		5

На рисунке 4.9 представлены структурные схемы временная обработка рекуррентного метода и блока рекуррентного обращения с регулируемой памятью.



a)

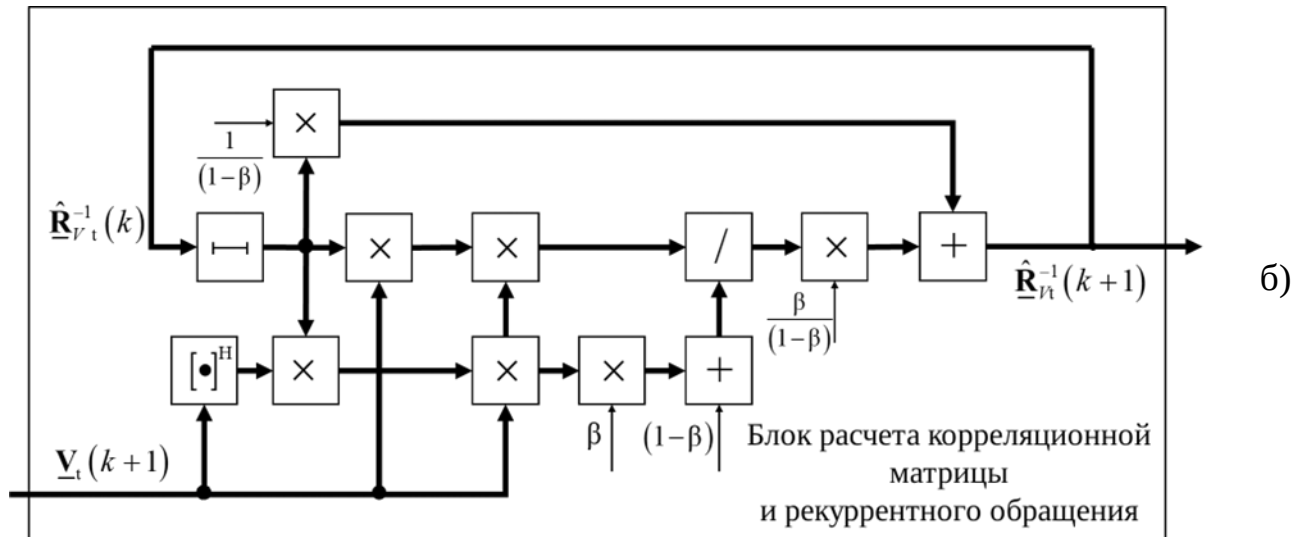


Рисунок 4.9 – Структурные схемы временная обработка рекуррентного метода а) и блока расчета корреляционной матрицы б)

В таблице 4.5 приведен расчет вычислительных затрат для одного временного отчета временной обработки рекуррентного метода.

Таблица 4.5 – Расчет вычислительных затрат для одного временного отчета временной обработки рекуррентного метода

Вычисление	Число умножи тели	Число сумматоров	Объем в блочной памяти (бит)	Число тактов
Этап вычисления накопления статистики				
$\frac{1}{(1-\beta)} \hat{\mathbf{R}}_{V_t}^{-1}(k)$	2*20		10*20*20 *2	20
$\mathbf{z}_s^*(k+1)$	20		10*20*2	1
$\mathbf{z}_s^T(k+1)$			10*20*2	1
$\hat{\mathbf{R}}_{V_t}^{-1}(k) \mathbf{z}_s^*(k+1)$	4*20	20*2+38	10*20*2	(2+5)*2 0
	4*20*20	2*20*20 +38*20		2+5
$\mathbf{z}_s^T(k+1) \hat{\mathbf{R}}_{V_t}^{-1}(k)$	4*20	2*20+38	10*20*2	(2+5)*2 0

	4*20*20	2*20*20 +38*20		2+5
$\left[\hat{\mathbf{R}}_{Vt}^{-1}(k)\underline{\mathbf{z}}_s^*(k+1)\right]\left[\underline{\mathbf{z}}_s^T(k+1)\hat{\mathbf{R}}_{Vt}^{-1}(k)\right]$	4*20	2*20	10*20*20 *2	2*20
	4*20*20	2*20*20		2
$\underline{\mathbf{z}}_s^T(k+1)\hat{\mathbf{R}}_{Vt}^{-1}(k)\underline{\mathbf{z}}_s^*(k+1)$	4*20	20*2+38	10*2	(2+5)*2 0
	4*20*20	2*20*20 +38*20		2+5
$\beta\left[\underline{\mathbf{z}}_s^T(k+1)\hat{\mathbf{R}}_{Vt}^{-1}(k)\underline{\mathbf{z}}_s^*(k+1)\right]$	2		10*2	1
$(1-\beta)+\beta\left[\underline{\mathbf{z}}_s^T(k+1)\hat{\mathbf{R}}_{Vt}^{-1}(k)\underline{\mathbf{z}}_s^*(k+1)\right]$		2	10*2	1
$\frac{\left[\hat{\mathbf{R}}_{Vt}^{-1}(k)\underline{\mathbf{z}}_s^*(k+1)\right]\left[\underline{\mathbf{z}}_s^T(k+1)\hat{\mathbf{R}}_{Vt}^{-1}(k)\right]}{(1-\beta)+\beta\left[\underline{\mathbf{z}}_s^T(k+1)\hat{\mathbf{R}}_{Vt}^{-1}(k)\underline{\mathbf{z}}_s^*(k+1)\right]}$	8*20	4*20	10*20*20 *2	2*20
	8*20*20	4*20*20		2
$\frac{\beta}{(1-\beta)}\times\frac{\left[\hat{\mathbf{R}}_{Vt}^{-1}(k)\underline{\mathbf{z}}_s^*(k+1)\right]\left[\underline{\mathbf{z}}_s^T(k+1)\hat{\mathbf{R}}_{Vt}^{-1}(k)\right]}{(1-\beta)+\beta\left[\underline{\mathbf{z}}_s^T(k+1)\hat{\mathbf{R}}_{Vt}^{-1}(k)\underline{\mathbf{z}}_s^*(k+1)\right]}$	20		10*4*4*2	20
	20*20			1
$\hat{\mathbf{R}}_{Vt}^{-1}(k+1)$		20		20
		20*20		1
Всего	562	376	25980	564
	10062	7482		51
Этап вычисления оценки				
$\underline{\mathbf{S}}_s^*$	20			1
$\underline{\mathbf{W}}_{At}=\underline{\mathbf{S}}_s^*\hat{\mathbf{R}}_{Vt}^{-1}$	4*20	2*20+38	18*20*2	(2+5)*2 0
	4*20*20	2*20+38 *20		2+5

Этап адаптивной подстройки				
$\underline{Z}_s \circ \underline{W}_{At}$	4*20	2*20		1
$\underline{z}_t(k)$		2*9		9
		38		1

ПЛИС Xilinx Kintex-7 XC7K325T с тактовой частотой 600 МГц, период такта $T = 1.67$ нс позволяет в свое время выполнять функции с частотой дискретизации сигнала, представленной на таблице 4.6.

Таблица 4.6 – Максимально частоты дискретизации при реализации алгоритмов на

ПЛИС Xilinx Kintex-7 XC7K325T

	Количество тактов с ограничением ресурсов	Количество тактов без ограничения ресурсов	Максимальная частота дискретизации, МГц
Пространственная обработка прямого метода		31	19,4
	40		15
Пространственная обработка рекуррентного метода		23	26,1
	68		8,8
Временная обработка прямого метода	402		1,5
Временная обработка рекуррентного метода		51	11,8
	564		1,1

Таблица 4.6 позволяет определить оптимальные значения частоты дискретизации, необходимые для надёжного функционирования алгоритмов. Произведена оценка вычислительных затрат для реализации пространственной и временной обработки сигналов с использованием прямого и рекуррентного методов. Показано, что рекуррентные методы требуют большее число тактов, но позволяют сократить

использование аппаратных ресурсов за счёт поэтапного обновления весов и частичного исключения операции обращения матрицы.

4.3 Экспериментальное исследование алгоритмов обработки сигналов на фоне комплекса помех с разделением на пространственный и временной компоненты

Исследование эффективности способности алгоритмов с разделением на пространственный и временной компоненты актуальна, как это показано в предыдущих главах. Исследование эффективности таких методов имеет практическое значение для систем связи, радиолокации и беспроводных сетей, обеспечивая их устойчивость к различным видам помех. Одним из перспективных решений является использование программно-определяемых радиосистем, таких как USRP X300, которые позволяют гибко реализовывать помеховую обстановку.

Аппаратной основой для реализации предложенных алгоритмов пространственно-временной адаптивной обработки может служить программно-аппаратный радиомодуль USRP X300, в котором установлены две ПЛИС Xilinx Kintex-7 XC7K325T. Целью экспериментального исследования является обоснование эффективности методов подавления комплекса помех с использованием USRP X300 и программных средств обработки сигналов, таких как GNU Radio и MATLAB.

Задачами исследования являются:

- 1) анализ видов помех: изучение спектральных характеристик узкополосных, широкополосных, их влияния на прием сигнала,
- 2) разработка экспериментальной методики: создание тестового стенда на основе USRP X300, настройка параметров приема и передачи,
- 3) создание помеховой обстановки: моделирование и передача различных видов помех с использованием MATLAB, GNU Radio,
- 4) обработка принятого сигнала: с помощью разработанных алгоритмов проведение обработки сигнала на фоне комплекса помех с использованием MATLAB,
- 5) анализ результатов: сравнение полученных данных, оценка эффективности подавления помех по критериям максимума отношения сигнал-помех.

Цифровой трансивер USRP X300 – это высокопроизводительная SDR-платформа (Software Defined Radio), разработанная компанией Ettus Research и предназначенная

для профессиональных исследований в области беспроводной связи, радиолокации, адаптивной антенной обработки и тестирования сигналов. USRP X300 представляет собой программно-определяемую радиосистему, характеризующуюся широким диапазоном рабочих частот от 10 МГц до 6 ГГц, который зависит от используемых радиочастотных модулей. Устройство обладает высокой пропускной способностью, достигающей 160 МГц, с возможностью работы на двух каналах по 120 МГц каждый. Для обеспечения высокой точности обработки сигналов применяется 14-битное аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование. Кроме того, USRP X300 оснащен двумя независимыми приемо-передающими каналами, что делает его пригодным для реализации многоканальных систем связи и адаптивной обработки сигналов [65].

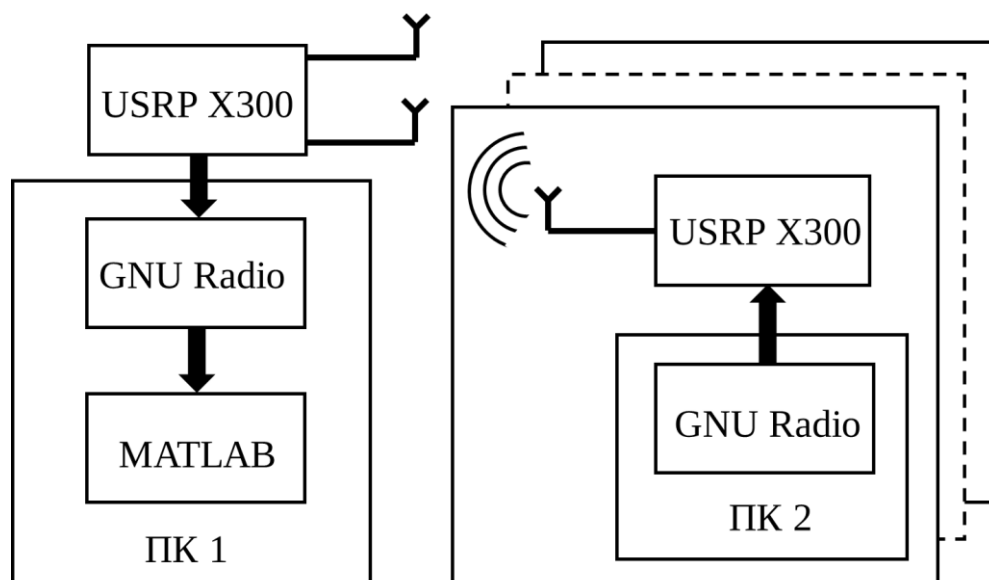


Рисунок 4.10 – Структурная схема экспериментального стенда при разных положениях передатчиков помех

Экспериментальная установка (рисунок 4.10) предназначена для изучения воздействия узкополосных и широкополосных помех на радиосистемы, основанные на программно-определяемых радио (SDR). Стенд включает в себя два программно-определяемых радиоустройства USRP X300, два персональных компьютера с установленным пакетом GNU Radio, а также один персональный компьютер с установленным программным обеспечением MATLAB.

Ввиду ограниченного количества доступных радиоустройств USRP X300, исследование узкополосных и широкополосных помех проводится на одном и том же

передающем устройстве, что требует их последовательного излучения и последующего суммирования принимаемых сигналов. Данный подход позволяет воссоздать адекватную модель помеховой обстановки при наличии минимального уровня шума.

Передающее устройство USRP X300 оснащено одной антенной. Передающее устройство USRP X300 располагается в нескольких фиксированных угловых положениях относительно приемного устройства на расстояние 6 м. В первом угловом положении α_1 передатчик излучает широкополосную помеху, моделируемую в виде гауссовского случайного сигнала. В остальных трех угловых положениях $\alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ передатчик генерирует узкополосную помеху, представленную синусоидальным гармоническим сигналом, угловое смещение между этими положениями порядка 0.5 градусов (5 см).

Узкополосная помеха генерируется с помощью GNU Radio. На блоке «Signal source» установим вид сигнала «Cosin», амплитуда равна 0, частота равна 1 МГц, смещение равно 1. Аналогично для широкополосной помехи, вид сигнала здесь укажем «Gaussian», амплитуда равна 10, передающая антенна TX/RX, полоса пропускания 1 МГц. Для отображения генерируемых помех и их спектров используем блоки «QT GUI Time Sink» и «QT GUI Frequency Sink». Генерируемые помехи передаются с помощью блока «UHD: USRP Sink», несущая частота равна 1,401 ГГц, частота дискретизации равна 1 МГц и определяется шириной спектра широкополосной помехи. Конкретная блок-схема передатчика, генерирующего помехи представлены в приложении ПЗ.

Приемное устройство USRP X300 оснащено двумя антеннами. В ходе эксперимента каждая из помех принимается поочередно и запоминается в файле данных. Низкий уровень шумов в системе позволяет корректно суммировать принимаемые помеховые сигналы, что обеспечивает адекватное моделирование реальной помеховой обстановки. Принимаемые сигналы, после их суммирования, обрабатываются в MATLAB с использованием алгоритма, разработанного в главе 3, который выполняет разделение обработки на ПВК. Для избежания наложения спектра помехи, возникающего при работе балансного модулятора USRP, установим разные несущие частоты передатчика и приемника настройкой блока UHD: USRP Source так, чтобы несущая частота равна 1,4 ГГц. Частота дискретизации равна 4 МГц. Для ограничения число отчетов записи в

файле равно 10^6 используем блоки «Head». Запишем данные в файлы с помощью блоков «File Sink». Конкретная блок-схема приемника представлена в приложении ПЗ.

Для обработки сигналов введены следующие значения, число антенн $N=2$, расстояния между соседними антеннами равно $d=0,127\text{м}$, число отчетов по времени $K=10^5$ и число весовых коэффициентов временной обработки $K_w=20$. Источник полезного сигнала с постоянным знаком $s_{01}=\{1,1,...,1\}$ моделируется с помощью MATLAB находится в угловом положении $\alpha_s=0^\circ$. Несущая частота $f_H=1,4\text{ ГГц}$, частота дискретизации $f_0=4\text{ МГц}$. Перед обработкой сигнала рассмотрим спектральные плотности мощности каждой помехи. Спектры сглаживаются с помощью окна Хана размером 1000. Для минимизации влияния искажений, возникающих на начальных и конечных участках записи, было выполнено обрезание 35% первых и 15% последних отсчётов, принятых с USRP. На рисунке 4.11 представлены нормированные энергетические спектры принимаемых ШП и УП помех, обрабатываемые на пакете программ MATLAB.

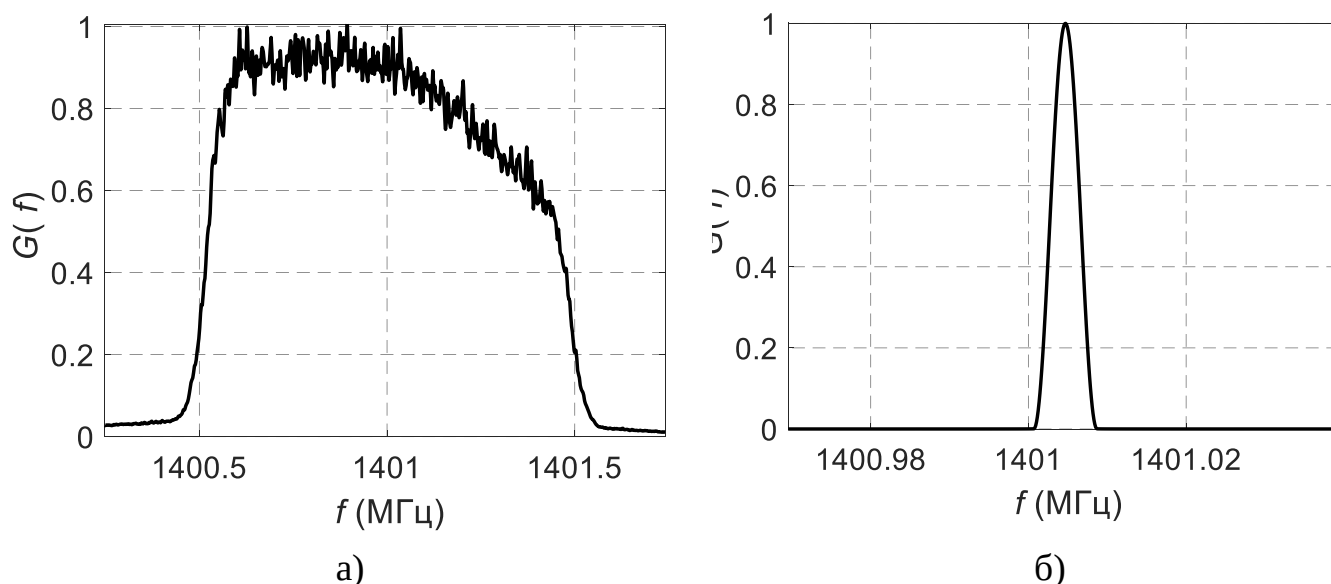


Рисунок 4.11 – Спектральные плотности мощности ШП а) и УП помех б)

На рисунке 4.12 представлены весовые коэффициенты пространственной обработки, полученные методами прямого и рекуррентного обращения. Корреляционные матрицы помех рассчитаны по формулам (3.6) и (3.7). Весовые коэффициенты по критерию максимума ОСП (1.3).

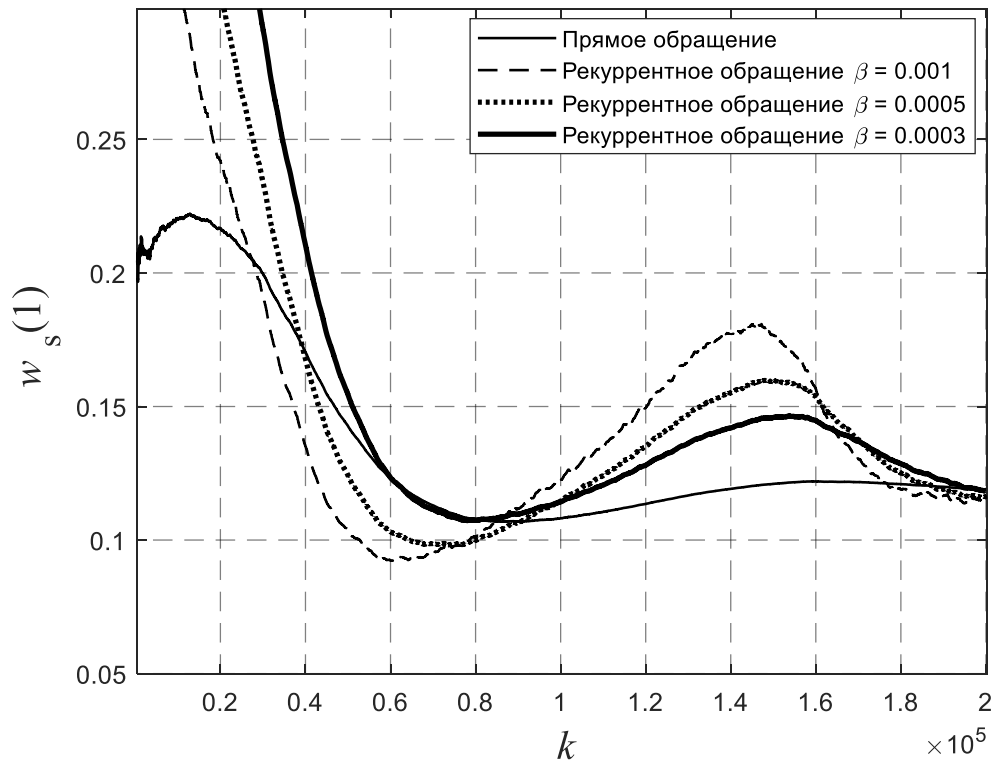


Рисунок 4.12 – Весовые коэффициенты адаптивной пространственной обработки, полученные разными методами

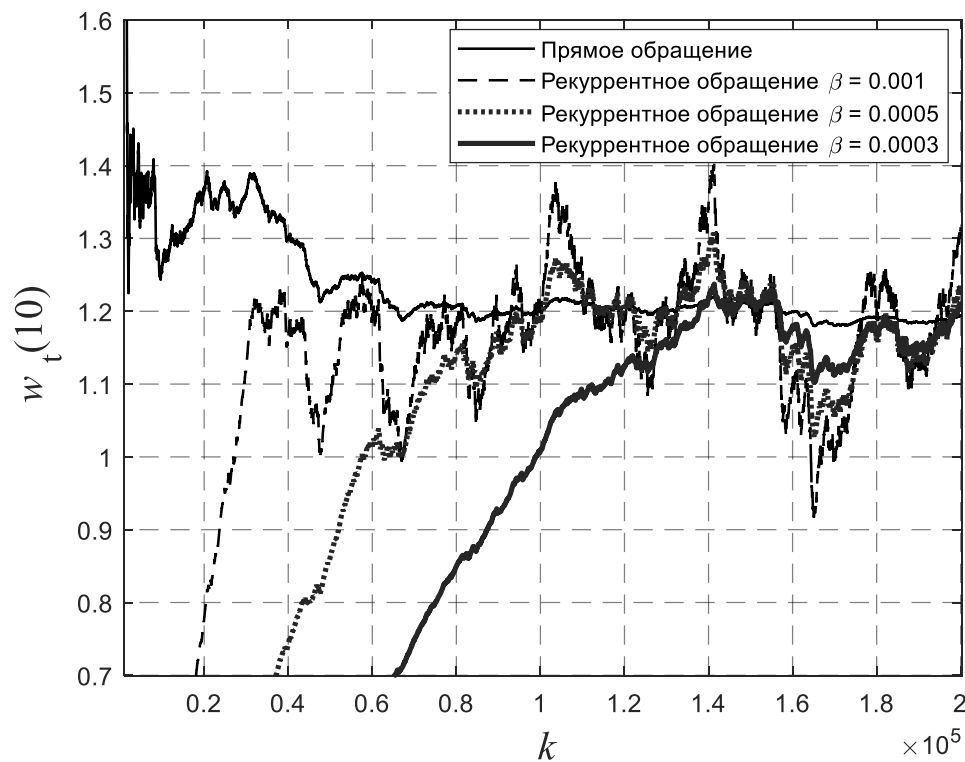


Рисунок 4.13 – Весовые коэффициенты адаптивной временной обработки, полученные разными методами

На рисунке 4.13 представлены весовые коэффициенты временной обработки, полученные методами прямого и рекуррентного обращения. Корреляционные матрицы помех рассчитаны по формулам (3.8) и (3.9).

В ходе эксперимента проведен сравнительный анализ весовых коэффициентов, рассчитанных с использованием прямого метода обращения корреляционной матрицы и рекуррентного метода обновления корреляционной матрицы. Проведённые эксперименты демонстрируют, что влияние коэффициента памяти β на процесс адаптивной обработки соответствует теоретическим ожиданиям. Установлено, что при малых значениях β наблюдается замедление сходимости весовых коэффициентов, однако такие значения обеспечивают более устойчивое поведение фильтра и снижают уровень колебаний вокруг установившегося значения. Как видно из графиков, полученные весовые коэффициенты рекуррентного метода стремятся к значениям, полученным прямым способом.

Оценка мощностей сигнала, помех и вычисление ОСП до обработки производится по формулам

$$P_{S \text{ in}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left[(\text{Re } \underline{\mathbf{S}}_k)^2 + (\text{Im } \underline{\mathbf{S}}_k)^2 \right],$$

$$P_{V \text{ in}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left[(\text{Re } \underline{\mathbf{V}}_k)^2 + (\text{Im } \underline{\mathbf{V}}_k)^2 \right],$$

$$q_{\text{in}} = \frac{P_{S \text{ in}}}{P_{V \text{ in}}}.$$

Оценка мощностей сигнала, помех и вычисление ОСП до обработки производится по формулам

$$P_{S \text{ out}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left\{ \left[\text{Re } \underline{\mathbf{W}}_t (\underline{\mathbf{W}}_s \underline{\mathbf{S}}_k)^T \right]^2 + \left[\text{Im } \underline{\mathbf{W}}_t (\underline{\mathbf{W}}_s \underline{\mathbf{S}}_k)^T \right]^2 \right\},$$

$$P_{V \text{ out}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left\{ \left[\text{Re } \underline{\mathbf{W}}_t (\underline{\mathbf{W}}_s \underline{\mathbf{V}}_k)^T \right]^2 + \left[\text{Im } \underline{\mathbf{W}}_t (\underline{\mathbf{W}}_s \underline{\mathbf{V}}_k)^T \right]^2 \right\},$$

$$q_{\text{out}} = \frac{P_{S \text{ out}}}{P_{V \text{ out}}}. \quad (4.2)$$

В результате получаем, что до обработки отношение ШП-сигнал составляет приблизительно 7.4 дБ, а УП-сигнал – около 8.6 дБ, $q_{in} = -11.1$ дБ. Для расчета выходного ОСП применяется формула (4.2), соответствующая случаю использования весовых коэффициентов, рассчитанных методом прямого обращения в пространственной и временной обработках, количество отчетов для обработки равно $K = 2 \times 10^5$. В данной ситуации отношение сигнал-помеха на выходе $q_{out} = 9.2$ дБ, коэффициент подавления помех в этой ситуации составляет $K_{sup} = 20.3$ дБ.

Для цели объединения достоинств двух вышеперечисленных методов обращения корреляционной матрицы был разработан комбинированный метод, сочетающий прямое и рекуррентное обращение. На начальном этапе применяется прямое обращение, обеспечивающее высокую скорость сходимости, особенно при наличии полной выборки и стабильной статистики сигнала. В последующем используется рекуррентное обновление, позволяющее оперативно адаптироваться к изменению характеристик входного сигнала без необходимости повторного вычисления полной обратной матрицы.

Такой подход позволяет достичь баланса между вычислительной эффективностью и точностью оценки, что особенно важно при работе в условиях реального времени и ограниченных ресурсов. На рисунках 4.14, 4.15 представлены весовые коэффициенты адаптивной пространственной и временной обработок комбинированного метода обращения матриц. На начальном этапе, для обработки первых 2000 отсчетов, используется прямое обращение корреляционной матрицы с целью обеспечения высокой скорости сходимости. По достижении данного объема выборки дальнейшее обновление производится с использованием рекуррентного метода с коэффициентом памяти $\beta = 10^{-5}$.

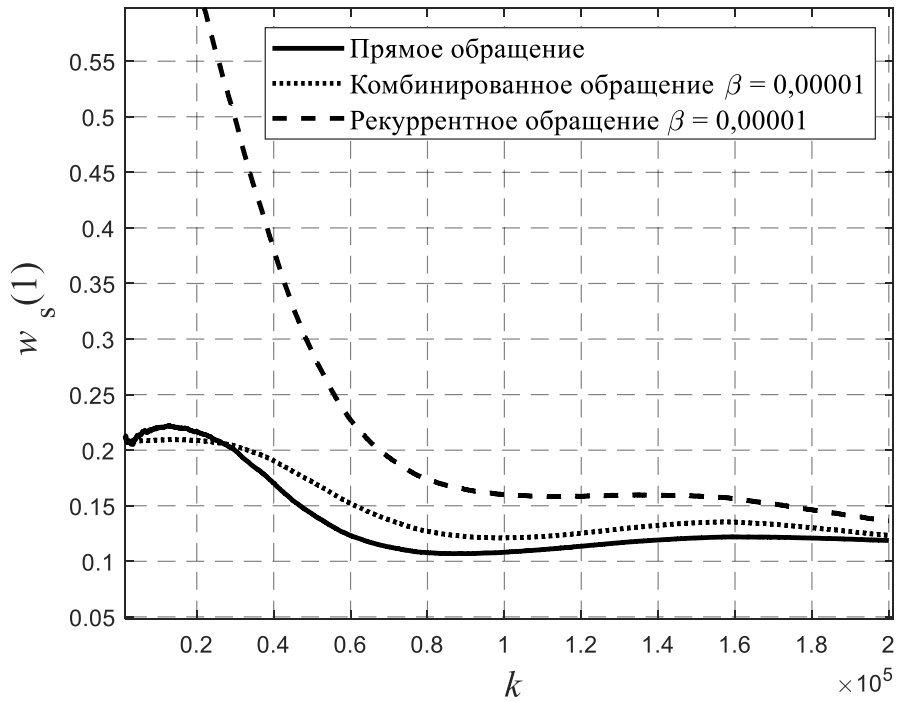


Рисунок 4.14 – Весовые коэффициенты адаптивной пространственной обработки разными методами

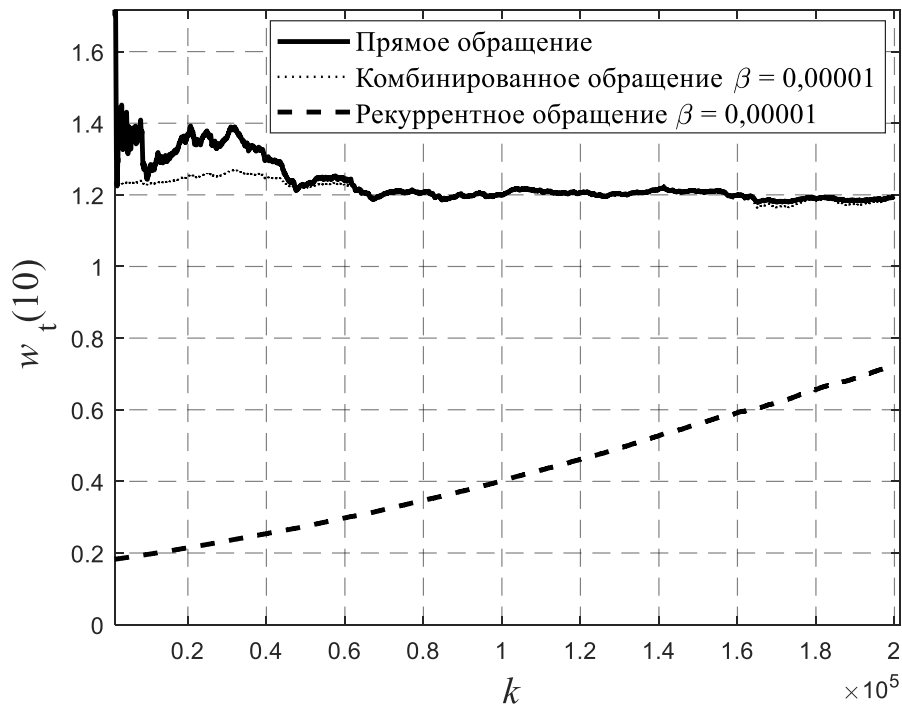


Рисунок 4.15 – Весовые коэффициенты адаптивной временной обработки разными методами

4.4. Выводы

В четвертой главе диссертационной работы разработаны вопросы технической реализации алгоритмов пространственно-временной компенсации комплекса широкополосной и узкополосной помех. По итогам исследований получены следующие результаты.

1. Увеличение количества операций квантования приводит к накоплению ошибок квантования, что негативно сказывается на выходном отношении сигнал-помеха. Однако данный подход упрощает аппаратную реализацию цифровых систем, что особенно актуально для задач высокоскоростной обработки данных. Анализ показал, что для рассматриваемых методов квантования разрядности 8 бит достаточно для обеспечения требуемой точности при фильтрации сигналов и подавлении помех. Это позволяет достичь оптимального баланса между точностью вычислений, помехоустойчивостью и вычислительными затратами. При увеличении мощности комплекса помех требуемая разрядность возрастает примерно на 1 бит на каждые 6 дБ мощности помех, что обусловлено необходимостью компенсации возросшего уровня искажений.

2. Выполнен выбор программируемого логического устройства Xilinx Kintex-7 XC7K325T, обладающего достаточными вычислительными и логическими ресурсами для реализации предложенных алгоритмов.

3. В ходе эксперимента был проведён сравнительный анализ весовых коэффициентов, рассчитанных с использованием прямого метода обращения корреляционной матрицы и рекуррентного метода обновления корреляционной матрицы. Это подтверждает способность адаптивных алгоритмов эффективно приближать весовые коэффициенты к оптимальному решению при накоплении достаточного объема выборки.

4. Комбинированный метод обращения корреляционной матрицы позволяет достичь баланса между вычислительной эффективностью и точностью оценки, что особенно важно при работе в условиях реального времени и ограниченных ресурсов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключении диссертационной работы сформулированы основные результаты, полученные при решении задачи оптимальной и адаптивной пространственно-временной обработки сигналов на фоне комплекса широкополосных и узкополосных помех:

1. Разработан линейный оптимальный алгоритм пространственно-временной обработки сигналов на фоне комплекса широкополосной и узкополосной помех. Анализ эффективности по критерию максимума отношения сигнал-помеха показал, что использование широкополосного, знакопеременного во времени сигнала приводит к увеличению отношения сигнал-помеха на выходе по сравнению с узкополосным, постоянным во времени сигналом.

2. Разработаны квазиоптимальные алгоритмы как с разделением, так и без разделения на ПВК. Установлено, что использование квазиоптимальных алгоритмов позволяет существенно снизить вычислительные затраты при незначительном снижении отношения сигнал/помеха по сравнению с оптимальным алгоритмом. Особенно выделяется квазиоптимальный алгоритм с разделением на ПВК: он позволяет независимо настраивать весовые коэффициенты пространственной и временной обработок, а также уменьшить общее число весов с $N \times K$ до $N + K$.

3. Алгоритмы фазовой адаптации с периодической настройкой фаз искажают спектр узкополосной помехи, уменьшают потенциальную помехоустойчивость. Разработан алгоритм фазовой адаптации параболической аппроксимации целевой функции с большой устойчивостью к ошибке в измерении мощности. Разработан модифицированный алгоритм фазовой адаптации, который обеспечивает сходимость выходной мощности помехи к глобальному минимуму. Выигрыш от применения модифицированного алгоритма по сравнению с немодифицированным увеличивается с увеличением числа циклов адаптации и достигает 5...7 дБ и более.

4. Реализованы адаптивные алгоритмы обработки сигналов с разделением на ПВК по критерию максимизации ОСП, которые говорили во второй главе.

5. Проведен экспериментальная проверка алгоритмов адаптивной обработки сигналов на фоне комплекса широкополосной и узкополосной помех с разделением на

ПВК. Полученные результаты подтверждают высокую эффективность и практическую реализуемость предложенных решений, что открывает возможности их применения в современных радиотехнических системах, работающих в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки.

Для дальнейшего развития исследований по теме диссертации представляет практический интерес изучение взаимного влияния антенн на помехоустойчивость систем в соответствии с методиками, изложенными в работах [69–71], а также адаптация алгоритмов компенсации помех, аналогично подходам, описанным в [96, 97]. Перспективным направлением также является исследование и разработка алгоритмов обработки сигналов в условиях действия комплекса негауссовских помех.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сосулин, Ю. Г. Методы оптимальной обработки сигналов на фоне комплекса помех / Ю. Г. Сосулин // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27. – № 6. – С. 1171–1181.
2. Сосулин, Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: учеб. пособие для вузов / Ю. Г. Сосулин. – М.: Радио и связь. – 1992. – 304 с.
3. Сосулин, Ю. Г. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех / Ю. Г. Сосулин, В. В. Костров, Ю. Н. Паршин. – М.: Радиотехника. – 2014. – 632 с.
4. Сосулин, Ю. Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов / Ю. Г. Сосулин. – М.: Советское радио, 1978. – 320 с.
5. Сосулин, Ю. Г. Нелинейное оценивание стохастических сигналов с адаптацией параметров алгоритмов / Ю. Г. Сосулин, Ю. Н. Паршин // Радиотехника и электроника. – 1986. – Т. 31. – № 5. – С. 904–910.
6. Сосулин, Ю. Г. Оценочно-корреляционно-компенсационная обработка многомерных сигналов / Ю. Г. Сосулин, Ю. Н. Паршин // Радиотехника и электроника. – 1981. – Т. 26. – № 8. – С. 1635–1643.
7. Паршин, Ю. Н. Хаотическая динамика адаптивной системы компенсации комплекса точечной и протяженной помех / Ю. Н. Паршин // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 3. – № 11. – С. 1336–1342.
8. Паршин, Ю. Н. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех / Ю. Н. Паршин. – М.: КУРС, 2021. – 200 с.
9. Монзинго, Р. А. Адаптивные антенные решётки / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
10. Защита от радиопомех / под ред. М. В. Максимова. – М.: Советское радио. – 1976. – 496 с.
11. Тихонов, В. И. Оптимальный приём сигналов / В. И. Тихонов. – М.: Радио и связь. – 1983. – 320 с.
12. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – М.: Радио и связь. – 1982. – 624 с.

13. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. 3-е изд. / А. Б. Сергиенко. – СПб.: БХВ-Петербург. – 2011. – 768 с.
14. Мальцев, А. А. Спектрально-корреляционные характеристики выходного сигнала адаптивных антенных решёток с учётом флуктуаций весового вектора / А. А. Мальцев, С. В. Зимина // Радиотехника и электроника. – 2001. – Т. 46. – № 11. – С. 1350–1355.
15. Morgan, D. R. Effect of gradient noise on the adaptive cancellation of a sinusoid in white noise / D. R. Morgan // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1983. – Vol. ASSP-31. – No. 4. – Pp. 1043–1045.
16. Lekhovyt'skiy, D. I. Protection of coherent pulse radars against combined interferences. 1. Modifications of STSP systems and their ultimate performance capabilities / D. I. Lekhovyt'skiy, V. P. Riabukha, A. V. Semeniaka, D. V. Atamanskiy, Ye. A. Katiushyn // Radioelectronics and Communications Systems. – 2019. – № 62(7). – P. 311–341.
17. Riabukha, V. P. Protection of coherent pulse radars against combined interferences. 2. Analysis of influence of decorrelating factors on efficiency of adaptive sequential STSP / V. P. Riabukha, A. V. Semeniaka, Y. A. Katiushyn // Radioelectronics and Communications Systems. – 2021. – № 64(7). – P. 573–583.
18. Riabukha, V. P. Protection of coherent pulse radars against combined interferences. 3. ALF-based digital adaptive system of sequential protection of programmed surveillance radars against combined interference / V. P. Riabukha, A. V. Semeniaka, Y. V. Katiushyn // Radioelectronics and Communications Systems. – 2022. – № 65(1). – P. 72–80.
19. Riabukha, V. P. Protection of coherent pulse radars against combined interferences. 4. Adaptive systems of space-time signal coprocessing against background of combined interference based on two-dimensional ALF / V. P. Riabukha, A. V. Semeniaka, Y. A. Katiushyn // Radioelectronics and Communications Systems. – 2022. – № 65(7). – P. 400–410.
20. Щапов, Ю. М. Алгоритм фазовой адаптации антенных решеток произвольной геометрии / Ю. М. Щапов // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. – 1990. – Т. 33. – № 9. – С. 30–34.

21. Курганов, В. В. Бесфазовые алгоритмы калибровки антенных решеток с минимальным числом измерений выходной мощности / В. В. Курганов, В. И. Джиган // Радиотехника. – 2021. – Т. 85. – № 3. – С. 96–108.
22. Джиган, В. И. Алгоритм калибровки фазированной антенной решётки, не требующий доступа к сигналам её элементов / В. И. Джиган, В. В. Курганов // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2020. – № 1. – С. 3–20.
23. Зими́на, С. В. Спектральные характеристики и диаграмма направленности адаптивной антенной решётки, настраивающейся по LMS-алгоритму с квадратичным ограничением, с учётом флуктуаций весового вектора / С. В. Зими́на // Антенны. – 2014. – № 9. – С. 64–69.
24. Пиза, Д. М. Метод компенсации активной составляющей комбинированной помехи в когерентно-импульсной РЛС / Д. М. Пиза, Е. А. Звягинцев, Г. В. Мороз // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2016. – Т. 56. – № 6. – С. 23–29.
25. Пиза, Д. М. Корреляционный метод формирования обучающей выборки для адаптации обучающего фильтра / Д. М. Пиза, С. Н. Романенко, Д. С. Семенов // Радиоэлектроника, інформатика, управління. – 2018. – № 3. – С. 34–39.
26. Ван Трис, Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 1. Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции (Detection, Estimation, and Modulation Theory. P.I.) / пер. с англ., под ред. В. И. Тихонова. – М.: Советское радио, Редакция литературы по вопросам космической радиоэлектроники. – 1972. – 742 с.
27. Ван Трис, Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 2. Теория нелинейной модуляции (Detection, Estimation, and Modulation Theory. P.II. Nonlinear Modulation Theory) / пер. с англ. В. В. Липьяйнена, под ред. В. Т. Горяинова. – М.: Сов. радио. – 1975. – 344 с.
28. Ван Трис, Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 3. Обработка сигналов в радио- и гидролокации и приём случайных гауссовых сигналов на фоне помех (Detection, Estimation, and Modulation Theory. P.III. Radar-Sonar Signal Processing and Gaussian Signals in Noise) / пер. с англ. В. В. Липьяйнена, под ред. В. Т. Горяинова. –

М.: Сов. радио, Редакция литературы по вопросам космической радиоэлектроники. – 1977. – 662 с.

29. Бакулев, П. А. Радиолокационные системы: учебник для вузов / П. А. Бакулев. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радиотехника. – 2015. – 440 с.

30. Бакулев, П. А. Оптимальное многоканальное обнаружение сигналов на фоне коррелированных помех / П. А. Бакулев, В. И. Кошелев, В. В. Гладких // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 1987. – Т. 30. – № 4. – С. 5–7.

31. Федосов, В. П. Адаптивная приёмная антенная решётка для обработки пространственно-временных сигналов в ММО-системе беспроводной передачи данных / В. П. Федосов, В. П. Муравицкий // Антенны. – 2011. – № 8. – С. 35–43.

32. Федосов, В. П. Алгоритмы совместной адаптации на приём и передачу в системе связи на основе антенных решёток при наличии активных помех / В. П. Федосов // Известия Южного федерального университета. Технические науки. – 2012. – Т. 136. – № 11. – С. 59–64.

33. Витязев, В. В., Волченков, В. А., Овинников, А. А., Лихобабин, Е. А. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие для вузов / В. В. Витязев, В. А. Волченков, А. А. Овинников, , Е. А. Лихобабин. – М.: Горячая линия – Телеком. – 2023. – 188 с.

34. Кошелев, В. И. Методы и алгоритмы цифрового спектрального анализа сигналов: учеб. пособие / В. И. Кошелев. – М.: КУРС. – 2021. – 144 с.

35. Кошелев, В. И. Современные методы повышения эффективности обнаружения радиолокационных сигналов / В. И. Кошелев, В. Г. Андреев, В. А. Белокуров. – Рязань: Полиграф. – 2014. – 208 с.

36. Braid, C. A. Search algorithms for Sonobuoy Communication / C. A. Braid, G. G. Rassweiler // Proceedings of the Adaptive Antennas Workshop, March 11–13, 1974. – NRL Report 7803. – Vol. 1. – September 27, 1974. – P. 285–303.

37. Widrow, B. A comparison of adaptive algorithms based on the methods of steepest descent and random search / B. Widrow, J. M. McCool // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1976. – Vol. 24. – No. 5. – P. 615–637.

38. Пространственно-временная обработка сигналов / И. Я. Кремер, А. И. Кремер, В. М. Петров и др.; под ред. И. Я. Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.

39. Фалькович, С. Е. Оптимальный приём пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием / С. Е. Фалькович, В. И. Пономарёв, Ю. В. Шварко; под ред. С. Е. Фальковича. – М.: Радио и связь. – 1989. – 296 с.
40. Коростелев, А. А. Пространственно-временная теория радиосистем: учеб. пособие для вузов / А. А. Коростелев. – М.: Радио и связь. – 1987. – 320 с.
41. Котоусов, А. С. Оптимальная фильтрация сигналов и компенсация помех / А. С. Котоусов, А. К. Морозов / под ред. проф. А. С. Котоусова. – М.: Горячая линия – Телеком. – 2008. – 165 с.
42. Пистолькорс, А. А. Введение в теорию адаптивных антенн / А. А. Пистолькорс, О. С. Литвинов. – М.: Наука. – 1991. – 200 с.
43. Активные фазированные антенные решётки / под ред. Д. И. Воскресенского, А. И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.
44. Журавлёв, А. К. Обработка сигналов в адаптивных антенных решётках / А. К. Журавлёв, А. П. Лукошкин, С. С. Поддубный – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та. – 1983. – 240 с.
45. Григорьев, Л. Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решётках / Л. Н. Григорьев. – М.: Радиотехника. – 2010. – 144 с.
46. Венскаускас, К. К. Компенсация помех в судовых радиотехнических системах / К. К. Венскаускас. – Л.: Судостроение, 1982. – 160 с.
47. Быховский, М. А. Применение многоканальных компенсаторов помех в системах связи / М. А. Быховский // Радиотехника. – 1984. – № 12. – С. 9–16.
48. Кондратьев, В. С. Многопозиционные радиотехнические системы / В. С. Кондратьев, А. Ф. Котов, Л. Н. Марков и др.; под ред. В. В. Цветнова. – М.: Радио и связь. – 1986. – 264 с.
49. Репин, В. Г. Статистический синтез при априорной неопределённости и адаптация информационных систем / В. Г. Репин, Г. П. Тартаковский. – М.: Сов. радио. – 1977. – 432 с.
50. Стратонович, Р. Л. Принципы адаптивного приёма / Р. Л. Стратонович. – М.: Сов. радио. – 1973. – 144 с.

51. Ward, J. Space-time adaptive processing for airborne radar: Technical Report No. 1015 / J. Ward. – Massachusetts: MIT Lincoln Laboratory. – 1994. – 187 p.
52. Klemm, R. Principles of Space-Time Adaptive Processing / R. Klemm. – London: Institution of Engineering and Technology. – 2006. – 683 p.
53. Wirth, W.-D. Radar Techniques Using Array Antennas / W.-D. Wirth. – London: Institution of Engineering and Technology. – 2013. – 272 p.
54. Guerci, J. R. Space-Time Adaptive Processing for Radar / J. R. Guerci. – Norwood: Artech House. – 2014. – 446 p.
55. Melvin, W. L. Space-Time Adaptive Processing for Radar / W. L. Melvin // Communications and Radar Signal Processing. – 2014. – P. 1–16.
56. Wortham, C. Space-Time Adaptive Processing for Ground Surveillance Radar / C. Wortham. – 2007. – 92 p.
57. Xu, J. Space-time-range adaptive processing for airborne radar systems / J. Xu, S. Zhu, G. Liao // IEEE Sensors Journal. – 2015. – Vol. 15. – No. 3. – P. 1602–1609. – DOI: 10.1109/JSEN.2014.2365836.
58. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Ю. И. Лосев, А. Г. Бердников, Э. Ш. Гойхман, Б. Д. Сизов; под ред. Ю. И. Лосева. – М.: Радио и связь, 1988. – 208 с.
59. Адаптивные антенные решётки. Учебное пособие в 2-х ч. Ч. 1 / В. А. Григорьев, С. С. Щесняк, В. Л. Гулюшин и др.; под общ. ред. В. А. Григорьева. – СПб: Университет ИТМО. – 2016. – 179 с.
60. Адаптивные антенные решётки. Учебное пособие в 2-х ч. Ч. 2 / В. А. Григорьев, С. С. Щесняк, В. Л. Гулюшин и др.; под общ. ред. В. А. Григорьева. – СПб: Университет ИТМО. – 2016. – 118 с.
61. Ермолаев, В. Т. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи: монография / В. Т. Ермолаев, А. Г. Флакман. – Нижний Новгород: Изд-во ННГУ им. Н. И. Лобачевского. – 2011. – 368 с.
62. Обработка сигналов в радиотехнических системах: учеб. пособие / под ред. А. П. Лукошкина. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та. – 1987. – 400 с.

63. Тихонов, В. И. Статистический синтез и анализ радиотехнических устройств и систем: учеб. пособие для вузов / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. – М.: Радио и связь. – 1991. – 608 с.
64. Кузелин, М. Современные ПЛИС фирмы Xilinx / М. Кузелин // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2004. – № 4. – С. 20–24.
65. Ettus Research. USRP X300/X310. Руководство пользователя [Электронный ресурс]. – URL: <https://seredokhov.github.io/gip/documents/Ettus%20X300%2CX310.pdf> (дата обращения: 14.05.2025).
66. Гусев, С. И. Алгоритм нелинейной компенсации комплекса помех с использованием оптимальной пространственной структуры радиосистемы / С. И. Гусев, Ю. Н. Паршин // Успехи современной радиоэлектроники. – 2014. – № 6. – С. 67–72.
67. Паршин, Ю. Н. Пропускная способность ММО телекоммуникационной системы в условиях изменяющейся пространственной структуры радиотракта с искусственной многолучевостью / Ю. Н. Паршин, А. В. Комиссаров // Цифровая обработка сигналов. – 2012. – № 1. – С. 50–55.
68. Parshin, A. Investigation of Efficient Receiving of Ultra Low Power Signal for IoT Application/ A. Parshin, Yu. Parshin// Proceedings of the 8th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO). – Budva, Montenegro, June 10–14, 2019. – Pp. 32–35.
69. Паршин, Ю. Н. Многоэтапная реконфигурируемая обработка сигналов в пространственно распределённой радиосистеме/ Ю. Н. Паршин, М. В. Грачев // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2019. – № 67. – С. 3–10.
70. Грачев, М. В., Паршин, Ю. Н. Сравнительный анализ алгоритмов поиска оптимального значения нагрузочных импедансов многоканальных радиосистем с взаимным влиянием / М. В. Грачев, Ю. Н. Паршин // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2020. – № 73. – С. 10–18.
71. Грачев, М. В. Исследование углового спектра мощности шумов многоканальной приёмной системы с взаимным влиянием каналов и оптимизации нагрузочных импедансов / М. В. Грачев, Ю. Н. Паршин // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2022. – № 82. – С. 3–12.

72. Паршин, Ю. Н., Гусев, С. И. Определение оптимальной пространственной структуры системы обработки сигналов по критерию максимального правдоподобия / Ю. Н. Паршин, С. И. Гусев // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. – Вып. 2. – Рязань: РГРТА. – 1997. – С. 5–11.
73. Паршин, Ю. Н. Формирование нулей диаграммы направленности антенной решётки методом максимального правдоподобия / Ю. Н. Паршин, С. И. Гусев // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. – Вып. 3. – Рязань: РГРТА. – 1997. – С. 9–15.
74. Паршин, Ю. Н., Лавров, А. М., Гусев, С. И. Синтез робастных пространственных структур радиосистем с использованием регуляризации // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. – Вып. 6. – Рязань: РГРТА. – 2000. – С. 11–14.
75. Костров, В. В., Паршин, Ю. Н. Пространственно-временные марковские модели в оценочно-корреляционно-компенсационной обработке сигналов в дискретном времени // Радиотехника и электроника. – 2024. – Т. 69. – № 8. – С. 741–753.
76. Паршин, Ю. Н. Хаотическая динамика адаптивной системы компенсации комплекса точечной и протяжённой помех / Ю. Н. Паршин // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43. – № 11. – С. 1336.
77. Паршин, Ю. Н. Влияние сигнально-помеховой ситуации на оптимальную пространственную структуру антенной системы / Ю. Н. Паршин, С. И. Гусев // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. – 1998. – № 4. – С. 117.
78. Паршин, Ю. Н. Синтез и анализ эффективности оптимальной пространственной структуры оценивания амплитудно-фазового распределения радиосигналов методом ортогонального разложения на основе статистической модели / Ю. Н. Паршин, И. И. Фролов // Радиотехника. – 2017. – № 5. – С. 108–117.
79. Паршин, Ю. Н. Алгоритм пространственно-временной фильтрации случайного сигнала с адаптацией коэффициента нелинейности / Ю. Н. Паршин, С. В. Колесников // Радиотехника. – 2016. – № 6. – С. 143–148.
80. Паршин, Ю. Н. Синтез и анализ алгоритма определения направления на источник радиоизлучения в системе слежения с двумерной малоэлементной антенной

решеткой оптимальной пространственной структуры / Ю. Н. Паршин, П. А. Александров // Радиотехника. – 2015. – № 11. – С. 22–29.

81. Гусев, С. И. Адаптивный алгоритм оптимизации пространственной структуры компенсационной радиосистемы на основе полиномиальной аппроксимации достаточной статистики / С. И. Гусев, Ю. Н. Паршин // Радиотехника. – 2015. – № 11. – С. 4–13.

82. Паршин, Ю. Н. Эффективность обработки сигнала на фоне гауссовских и негауссовской помех в радиотехнической системе с оптимальной пространственной структурой / Ю. Н. Паршин, С. И. Гусев, С. В. Колесников // Радиотехника. – 2015. – № 5. – С. 88–96.

83. Паршин, Ю. Н. Рекуррентное оценивание амплитудно-фазового распределения при оптимальной пространственной структуре измерений / Ю. Н. Паршин, И. И. Фролов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2014. – № 48. – С. 35–41.

84. Гусев, С. И. Повышение скорости сходимости адаптации в системе обработки сигналов с оптимизацией пространственной структуры / С. И. Гусев, Ю. Н. Паршин // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2011. – № 37. – С. 31–34.

85. Паршин, Ю. Н. Анализ эффективности определения направления на источник радиоизлучения в малоэлементной антенной решетке при действии пространственно коррелированных помех / Ю. Н. Паршин, П. А. Александров // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2014. – № 4. – Вып. 50. – Ч. 1. – С. 34–40.

86. Буй, К. В. Разработка имитационной модели устройства защиты от пассивных помех / К. В. Буй // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXVII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. В 2-х т. Т. 1. – Рязань: ИП Коняхин А. В. (Book Jet). – 2022. – С. 289–291.

87. Буй, К. В. Влияние фазовой адаптации на спектр помехи в антенной решетке / К. В. Буй // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы

XXVII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. В 2-х т. Т. 1. – Рязань: ИП Коняхин А. В. (Book Jet). – 2022. – С. 126–128.

88. Буй, К. В. Спектральные характеристики пассивных помех при наличии мультипликативных искажений / К. В. Буй // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов V Международного научно-технического форума «Современные технологии в науке и образовании – СТНО–2022». В 10 т. Т. 1. – Рязань. – 2022. – С. 99–105.

89. Буй, К. В. Влияние мультипликативных искажений на спектральные характеристики узкополосной помехи / К. В. Буй // Материалы VIII научно-технической конференции магистрантов Рязанского государственного радиотехнического университета. – Рязань: РГРТУ. – 2022. – С. 49–50.

90. Буй, К. В. Исследование вариантов пространственно-временной обработки сигналов на фоне комплекса помех / К. В. Буй // Материалы VIII научно-технической конференции магистрантов Рязанского государственного радиотехнического университета. – Рязань: РГРТУ. – 2022. – С. 42–43.

91. Паршин, Ю. Н. Алгоритм оптимальной линейной обработки дискретных сигналов на фоне комплекса широкополосных и узкополосных помех / Ю. Н. Паршин, К. В. Буй // Актуальные проблемы современной науки и производства: материалы VIII Всероссийской научно-технической конференции. – Рязань. – 2023. – С. 67–73.

92. Буй, К. В. Модифицированный алгоритм подавления помех / К. В. Буй // Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации (ITRT–2023): сборник тезисов докладов X Международной заочной научно-технической конференции. – Тольятти. – 2023. – С. 21–25.

93. Буй, К. В. Взаимосвязь устройств пространственного и временного подавления комплекса помех / К. В. Буй // Инновационные технологии в науке и технике: сборник материалов научно-практической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. – Рязань. – 2023. – С. 68–71.

94. Паршин, Ю. Н. Пространственное подавление помех с помощью модифицированного алгоритма фазовой адаптации / Ю. Н. Паршин, К. В. Буй // Радиолокация, навигация, связь. – 2023. – Т. 5. – С. 21–25.

95. Parshin, Yu., Bui, Q. V. Spatial Suppression of Interference Complex using Phase Adaptation Algorithms // 2023 25th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). – Moscow. – 2023. – P. 1–4.
96. Паршин, Ю. Н. Повышение помехоустойчивости радиотехнических систем с помощью модифицированного алгоритма фазовой адаптации / Ю. Н. Паршин, К. В. Буй // Цифровая обработка сигналов. – 2023. – № 2. – С. 44–48.
97. Паршин, Ю. Н. Эффективность алгоритмов обработки сигналов с разделением на пространственный и временной компоненты на фоне комплекса помех / Ю. Н. Паршин, К. В. Буй // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2024. – Вып. 3 (55). – С. 43–52.
98. Parshin, Yu., Bui, Q. V. Linear Optimal Signal Processing in the Presence of Narrowband and Wideband Spatio-Temporal Interference Complex // 2024 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). – Moscow. – 2024. – P. 1–6.
99. Буй, К. В. Квазиоптимальная обработка сигнала на фоне комплекса узкополосной и широкополосной пространственно-временных помех / К. В. Буй, Ю. Н. Паршин // Радиолокация, навигация, связь (RLNC–2024). – 2024. – Т. 4. – С. 392–400.
100. Буй, К. В. Адаптивный пространственно-временной алгоритм подавления помех / науч. рук. Ю. Н. Паршин // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXIX Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. – Рязань. – 2024. – С. 129–130.
101. Буй, К. В. Программа для анализа мощности помех на выходе пространственного компенсатора помех с фазовой адаптацией / К. В. Буй, Ю. Н. Паршин. – Свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ № RU 2024686444. – Зарегистр. 01.11.2024; опубли. 08.11.2024. – Яз. программирования: MATLAB R2021a. – Правообладатель: ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В. Ф. Уткина».
102. Буй, К. В. Программа для расчета отношения сигнал–помеха квазиоптимальным алгоритмом с разделением пространственной и временной обработки / К. В. Буй, Ю. Н. Паршин. – Свидетельство о гос. регистрации программы

для ЭВМ № RU 2024686774. – Зарегистр. 01.11.2024; опублик. 12.11.2024. – Яз. программирования: MATLAB R2021a. – Правообладатель: ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В. Ф. Уткина».

103. Паршин, Ю. Н. Адаптивные алгоритмы обработки сигналов с разделением на пространственный и временной компоненты на фоне комплекса широкополосной и узкополосной помех / Ю. Н. Паршин, К. В. Буй // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2025. – № 91. – С. 3–12.

104. Буй, К. В. Адаптивная пространственно-временная обработка сигналов на фоне комплекса помех / К. В. Буй // Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации (ITRT–2024): сборник тезисов докладов XI Международной заочной научно-технической конференции. – Тольятти. – 2023. – С. 462–469.

105. Буй, К. В. Эффективность цифровой обработки сигналов на фоне комплекса помех / К. В. Буй // Материалы XI научно-технической конференции магистрантов Рязанского государственного радиотехнического университета. – Рязань: РГРТУ. – 2025. – С. 42.

СПИСОК УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

$\underline{\mathbf{Y}}$ – Матрица наблюдаемого процесса

$\underline{\mathbf{S}}$ – матрица отчетов детерминированного сигнала

$\mathbf{s}$ – полезный сигнал

$\underline{\mathbf{V}}$ – матрица отчетов комплекса помех и шум

$\underline{\mathbf{V}}_{\text{nb}}$ – матрица отсчетов узкополосной помехи

$\underline{\mathbf{V}}_{\text{wb}}$ – матрица отсчетов широкополосных помех

$\underline{\mathbf{V}}_{\text{noise}}$ – матрица отсчетов некоррелированного гауссовского шума

$\underline{\mathbf{W}}_{\text{wb}}$ – направляющий вектор широкополосной помех

$\underline{\mathbf{W}}_{\text{nb } m}$ – направляющий вектор излучающих точек узкополосной помехи

α_{wb} – направление прихода широкополосной помехи

α_{nb} – направление прихода узкополосной помехи

α_{S} – направление прихода сигнала

D_x – дисперсия случайной величины

σ_x – стандартное отклонение случайной величины

α_s – коэффициент затухания пространственной корреляции

α_t – коэффициент затухания временной корреляции

$\underline{\mathbf{R}}_s$ – пространственная корреляционная матрица

$\underline{\mathbf{R}}_t$ – временная корреляционная матрица

K – количество временных отчетов наблюдаемого процесса

N – количество элементов антенной решетки

$\underline{\mathbf{z}}_s$ – вектор статики, получаемый при пространственной обработке

$\underline{\mathbf{z}}_t$ – вектор статики, получаемый при временной обработке

$\underline{z}_t$ – статика, получаемая при временной обработке

$\underline{\mathbf{W}}_O$ – оптимальный весовой вектор

$\underline{\mathbf{W}}_A$ – адаптивный весовой вектор

λ – длина волны, логарифм отношения правдоподобия

φ – фаза радиосигнала

P – мощность данных

q – отношение сигнал-помеха

K_{sup} – коэффициент подавления помех

$\mathbf{f}(\bullet)$ – вектор диаграмм направленности антенной системы

$\circ$ – знак поэлементно произведение

$\otimes$ – кронекеровское произведение

$\underline{(\bullet)}$ – знак комплексной величины

$\overline{(\bullet)}$ – знак усреднение по ансамблю реализации

$(\bullet)^H$ – знак эрмитового сопряжения

$(\bullet)^T$ – операция транспонирования

$\mathbf{M}^{-1}$ – обратная матрица $\mathbf{M}$

$(\bullet)$ – оценка величины

$\text{Re}(\bullet)$ – вещественная часть комплексной величины

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АР – антенная решетка

ВВК – вектор весовых коэффициентов

ДН – диаграмма направленности

ШП – широкополосный

УП – узкополосный

ОСП – отношения сигнал-помех

СКО – средняя квадратическая ошибка

ПВК – пространственный и временной компоненты

АЦП – аналого-цифровой преобразователь

ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема

ПРИЛОЖЕНИЕ

П1. Акты внедрения



**CÔNG TY CỔ PHẦN THƯƠNG MẠI VÀ
PHÁT TRIỂN CÔNG NGHỆ ĐIỆN TỬ E-STARS**
Xóm 8, thôn 2, Xã Phương Cách, Huyện Quốc Oai,
TP. Hà Nội
Mã số thuế : 0109855349

Xác nhận của giám đốc
CÔNG TY CP TM VÀ PT CN
ĐIỆN TỬ E-STARS

Phạm Thị Hương

Hà nội, ngày 19 tháng 12 năm 2024

CHỨNG NHẬN

(Việc ứng dụng kết quả luận văn Nghiên cứu sinh tiến sỹ
Bùi Quốc Vương trường "Đại học Tổng hợp Kỹ thuật Vô tuyến Điện tử Ryazan
mang tên V.F Utkin" - LB Nga)

Hội đồng thẩm định gồm có:

1. Trưởng phòng kỹ thuật: Kỹ sư Ninh Thành Nguyễn
2. Kỹ thuật viên: kỹ sư Đào Văn Hào
- 3 Kỹ thuật viên: kỹ sư Nguyễn Đình Sơn

Giấy chứng nhận này chứng thực: các kết quả nghiên cứu luận văn tiến sỹ của ông Bùi Quốc Vương được sử dụng trong nghiên cứu và phát triển sản xuất các hệ thống chống nhiễu truyền thông của Công ty Cổ phần Thương mại và Phát triển Công nghệ Điện tử E-Stars:

1. Phương pháp giảm thiểu sự biến dạng của phổ tín hiệu trong quá trình thích ứng pha của mảng ăng ten
2. Thuật toán xử lý tín hiệu riêng biệt không gian và thời gian.

Các kết quả nghiên cứu cho phép hiệu chỉnh hệ truyền thông, tăng độ chính xác và giảm khối lượng tính toán trong quá trình xử lý tín hiệu.

Thành viên hội đồng:

Trưởng phòng kỹ thuật

kỹ sư Ninh Thành Nguyễn

Kỹ thuật viên

kỹ sư Đào Văn Hào

Kỹ thuật viên

kỹ sư Nguyễn Đình Sơn

Перевод с вьетнамского языка на русский язык

АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО ТОРГОВЛИ
И РАЗВИТИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ
ТЕХНОЛОГИЙ «E-STAR»

Село 8, деревня 2, община Фьонгкак, уезд

Куокоай, город Ханой

Идентификационный номер

налогоплательщика: 0109855349

/Печать: АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО ТОРГОВЛИ И РАЗВИТИЯ
ЭЛЕКТРОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ «E-STAR»

Город Ханой

Идентификационный номер предприятия: 0109855349 – С.Т.С.Р/

Подтверждение директора
Акционерного общества торговли и
развития электронных технологий «E-
STAR»

(Подписано)

Фам Тхи Хьонг

Ханой, 19 декабря 2024 г.

СПРАВКА

(О применении результатов диссертационной работы соискателя ученой степени кандидата наук - Буй Куок Вьонг «Рязанского государственного радиотехнического университета имени В. Ф. Уткина», Российская Федерация)

Экспертная комиссия в составе:

1. Начальник технического отдела: инженер Нинь Тхань Нгуен
2. Техник: инженер Дао Ван Хао
3. Техник: инженер Нгуен Динь Сон

Настоящая справка удостоверяет, что результаты диссертационной работы г-на Буй Куок Вьонг были внедрены в исследования и промышленную разработку систем подавления помех в средствах связи АО «E-Stars» (Акционерное общество торговли и развития электронных технологий «E-STAR»):

1. Метод уменьшения искажений спектра сигнала при фазовой настройке антенной решётки.
2. Алгоритм пространственно-временной выборочной обработки сигналов.

Внедрение указанных результатов позволило оптимизировать работу телекоммуникационных систем, повысить точность передачи и снизить объём вычислений при обработке сигналов.

Члены экспертной комиссии:

Начальник технического отдела *(Подписано)* / инж. Нинь Тхань Нгуен

Техник *(Подписано)* / инж. Дао Ван Хао

Техник *(Подписано)* / инж. Нгуен Динь Сон

Перевод данного текста выполнен переводчиком Рахманиной Викторией Александровной

Российская Федерация
Город Москва

Двадцатого мая две тысячи двадцать пятого года

Я, Мартынова Наталия Андреевна, временно исполняющая обязанности нотариуса города Москвы Акимов Глеба Борисовича, свидетельствую подлинность подписи переводчика Рахманиной Виктории Александровны.

Подпись сделана в моём присутствии.

Личность подписавшего документ установлена.



Зарегистрировано в реестре: № 77/09-н/77-2025- *19-3923*
Уплачено за совершение нотариального действия: 400 руб. 00 коп.



Н.А. Мартынова

Всего пронумеровано, пронумеровано
и скреплено печатью 2 листа (ов)
ВРИО Нотариуса:

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по образовательной
деятельности ФГБОУ ВО «РГРТУ»

Е.А. Соколова



АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Буй Куок Вьетон
на тему «Эффективные алгоритмы пространственно-временной компенсации
комплекса широкополосной и узкополосной помех» на соискание ученой степени
кандидата технических наук в учебный процесс ФГБОУ ВО «Рязанский
государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина»

Настоящий акт составлен о том, что основные научные положения, выводы и
результаты кандидатской диссертационной работы Буй К.В. внедрены в учебный
процесс ФГБОУ ВО «РГРТУ» по направлению подготовки магистратуры 11.04.01
«Радиотехника».

1. Оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы обработки сигналов при
действии комплекса широкополосной и узкополосной помех использованы при
чтении лекций по дисциплине «Пространственно-временная обработка сигналов».

2. Алгоритмы компенсации комплекса помех использованы при проведении
практических занятий по дисциплине «Адаптивная пространственная обработка
сигналов», а также при дипломном проектировании.

3. Методика испытаний компенсатора помех с фазовым управлением
использована при постановке и проведении лабораторной работы по дисциплине
«Пространственно-временная обработка сигналов», а также при дипломном
проектировании.

Декан факультета
радиотехники и телекоммуникаций

А.В. Егоров

Председатель методической комиссии
факультета радиотехники и телекоммуникаций

В.А. Корнеев

Заведующий кафедрой
радиотехнических устройств

Ю.Н. Паршин

П2. Регистрации программ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024686444

**«Программа для анализа мощности помех на выходе
пространственного компенсатора помех с фазовой
адаптацией»**

Правообладатель: **Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический
университет имени В.Ф. Уткина» (RU)**

Авторы: **Буй Куок Вьонг (VN), Паршин Юрий Николаевич
(RU)**

Заявка № 2024685846

Дата поступления 01 ноября 2024 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 08 ноября 2024 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024686444

**«Программа для анализа мощности помех на выходе
пространственного компенсатора помех с фазовой
адаптацией»**

Правообладатель: **Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический
университет имени В.Ф. Уткина» (RU)**

Авторы: **Буй Куок Вьонг (VN), Паршин Юрий Николаевич
(RU)**



Заявка № 2024685846

Дата поступления 01 ноября 2024 г.

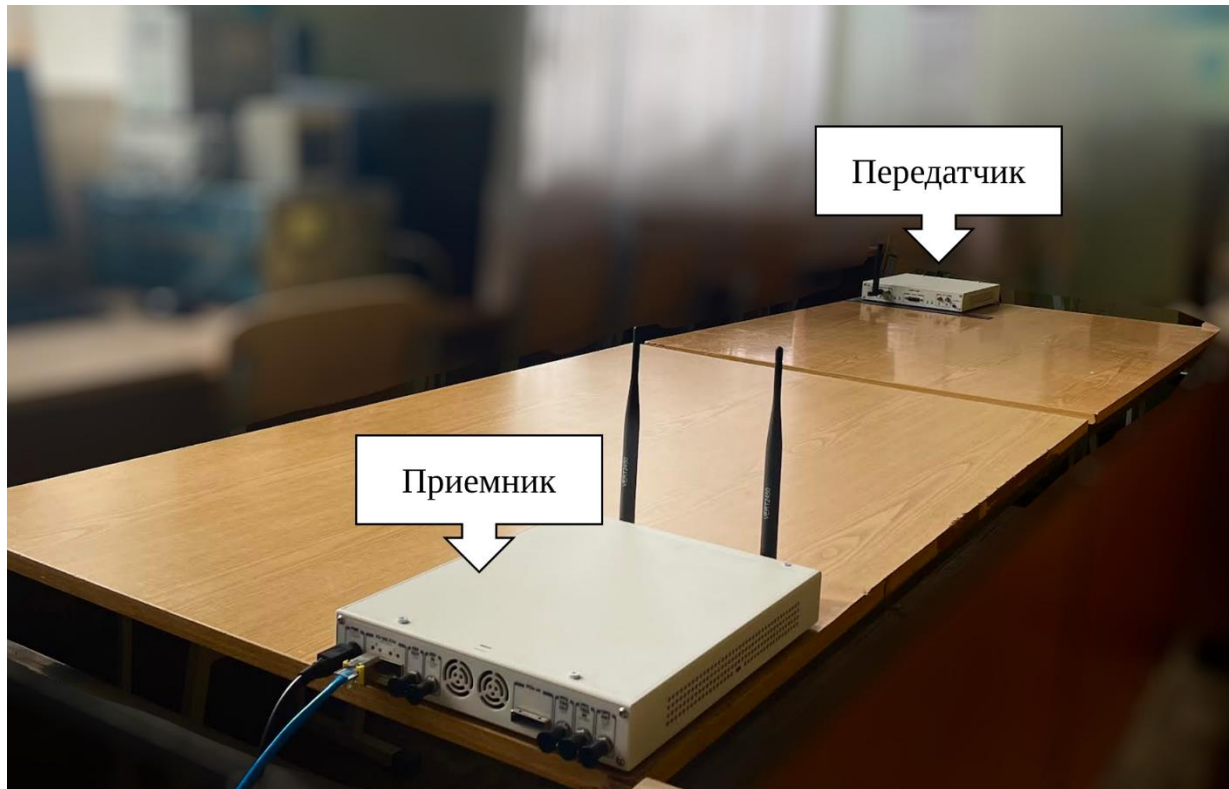
Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 08 ноября 2024 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

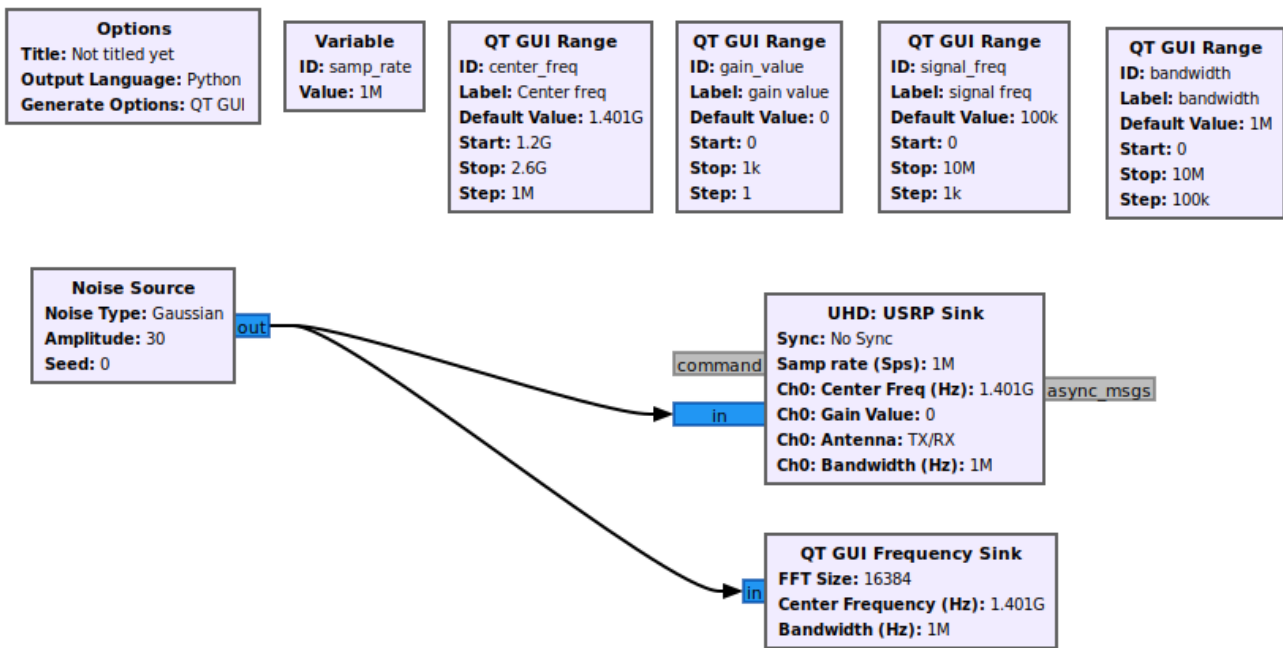
П3. Фотографии экспериментального стенда



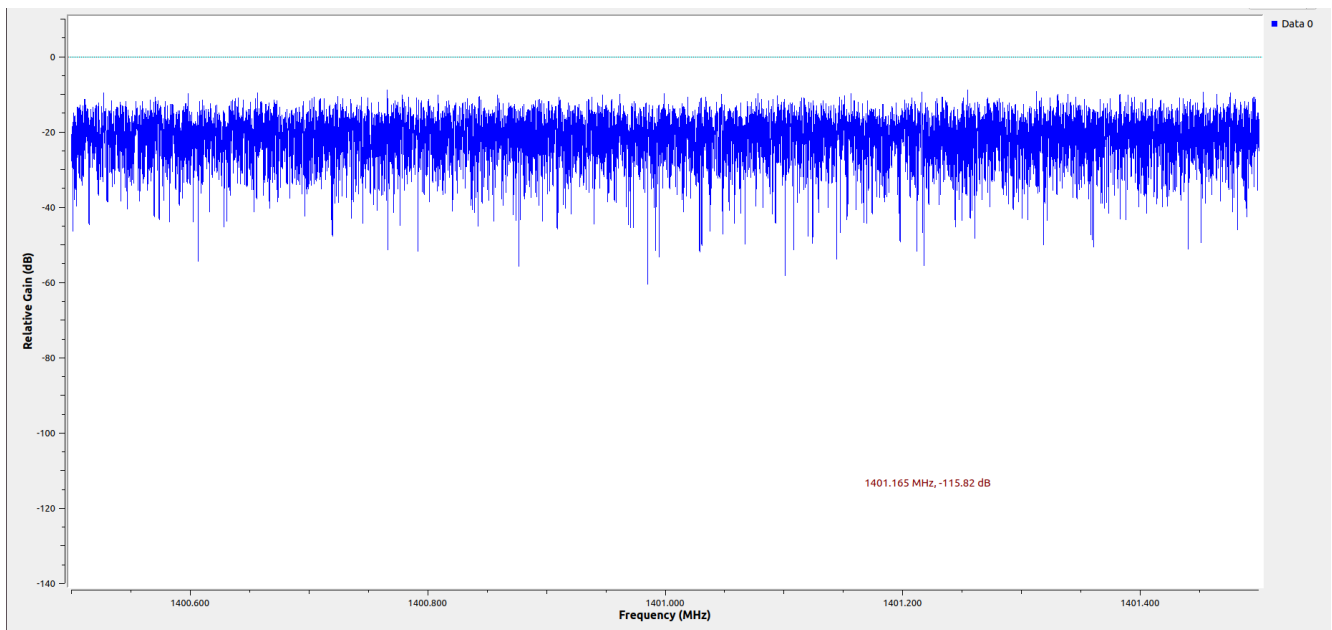
П.3.1 – Фотография экспериментального стенда



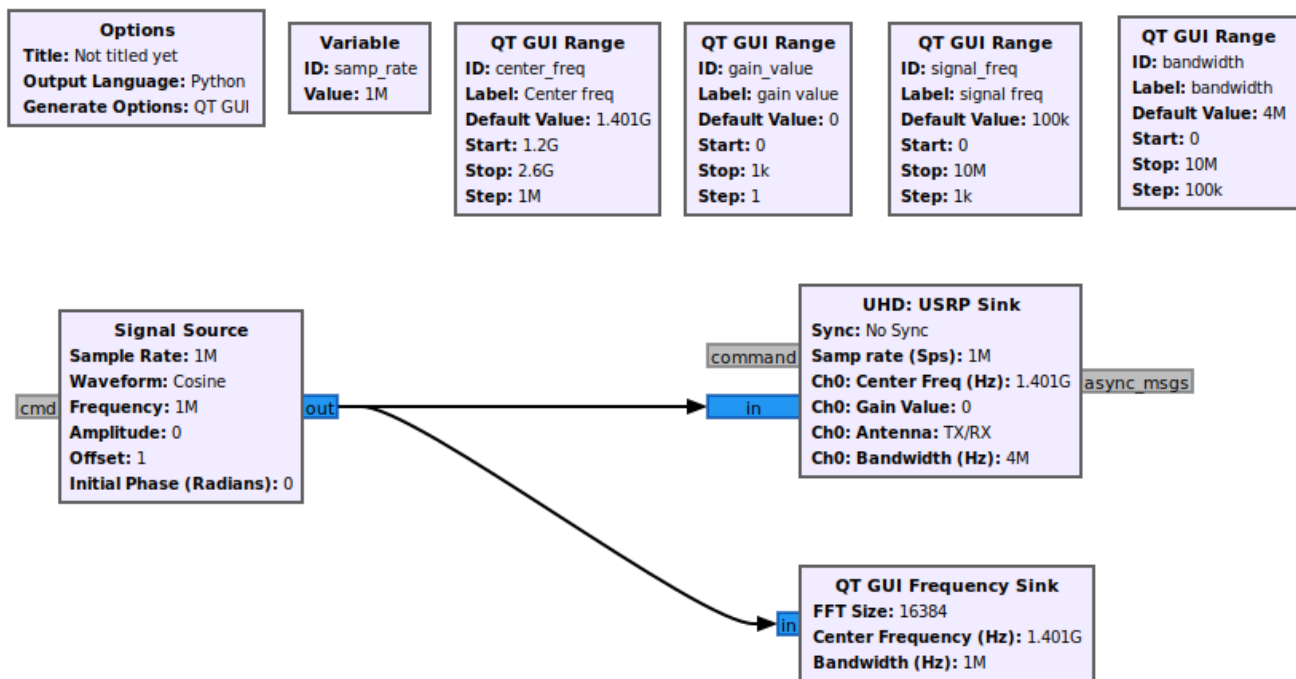
П.3.2 – Фотография экспериментального стенда



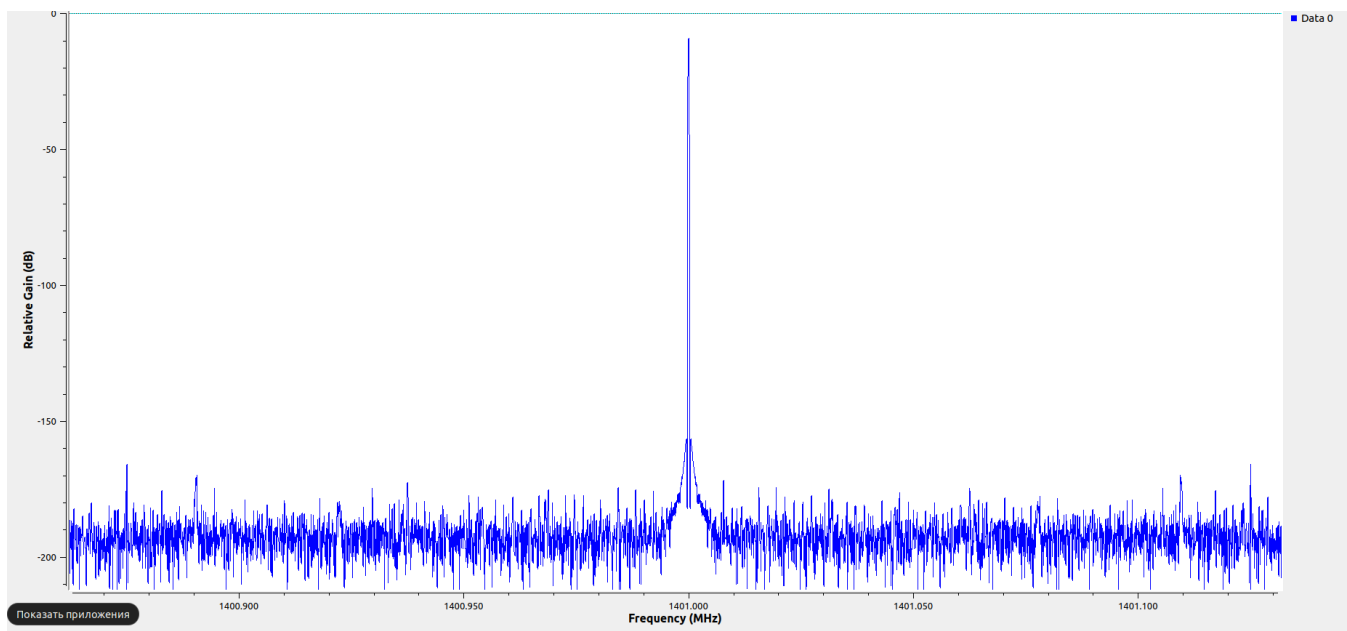
П.3.3 – Блок-схема источника широкополосной помехи на GNU Radio



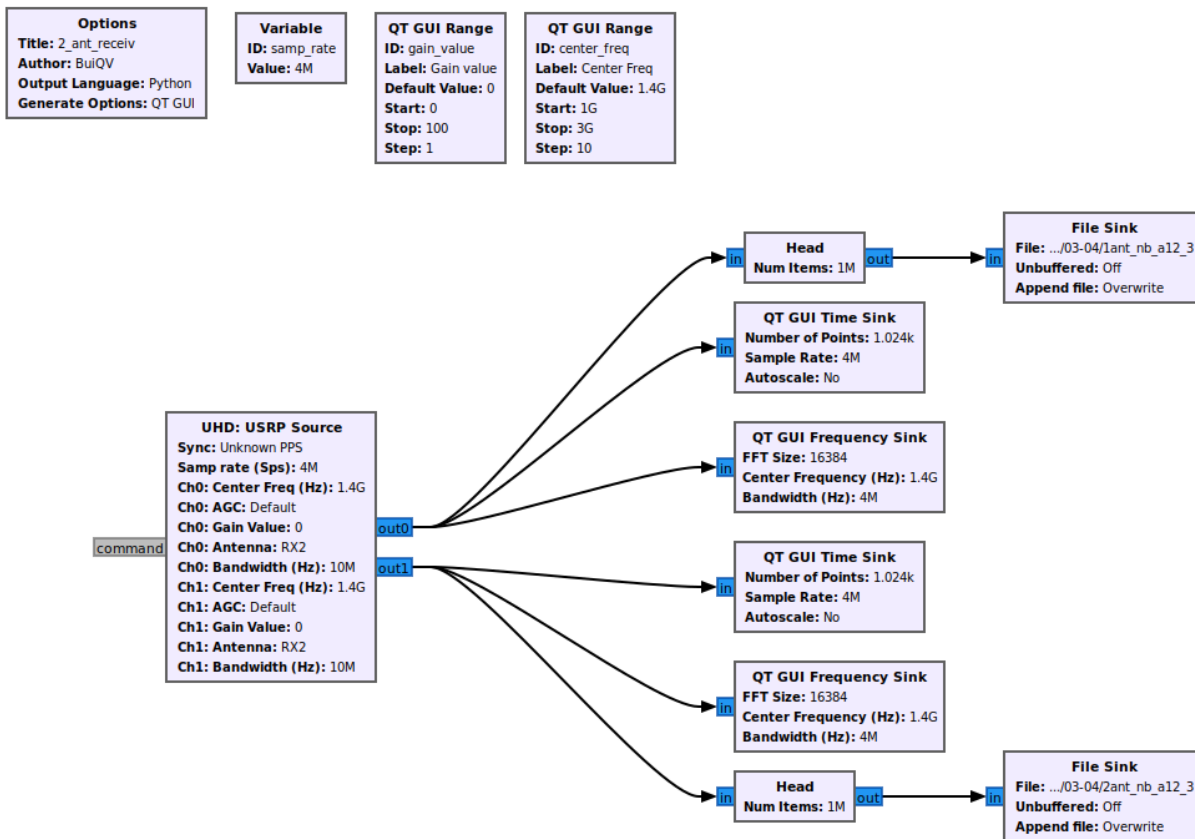
П.3.4 – Периодограмма ШП помехи на передатчике



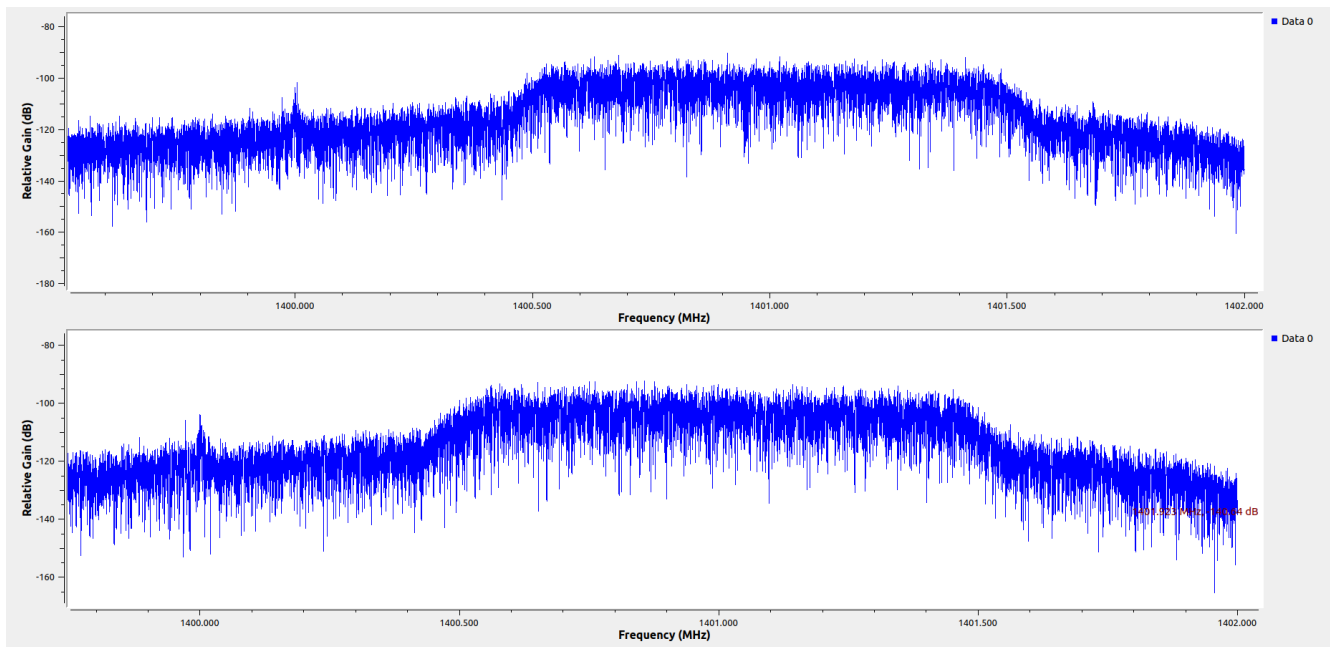
П.3.5 – Блок-схема источника узкополосной помехи на GNU Radio



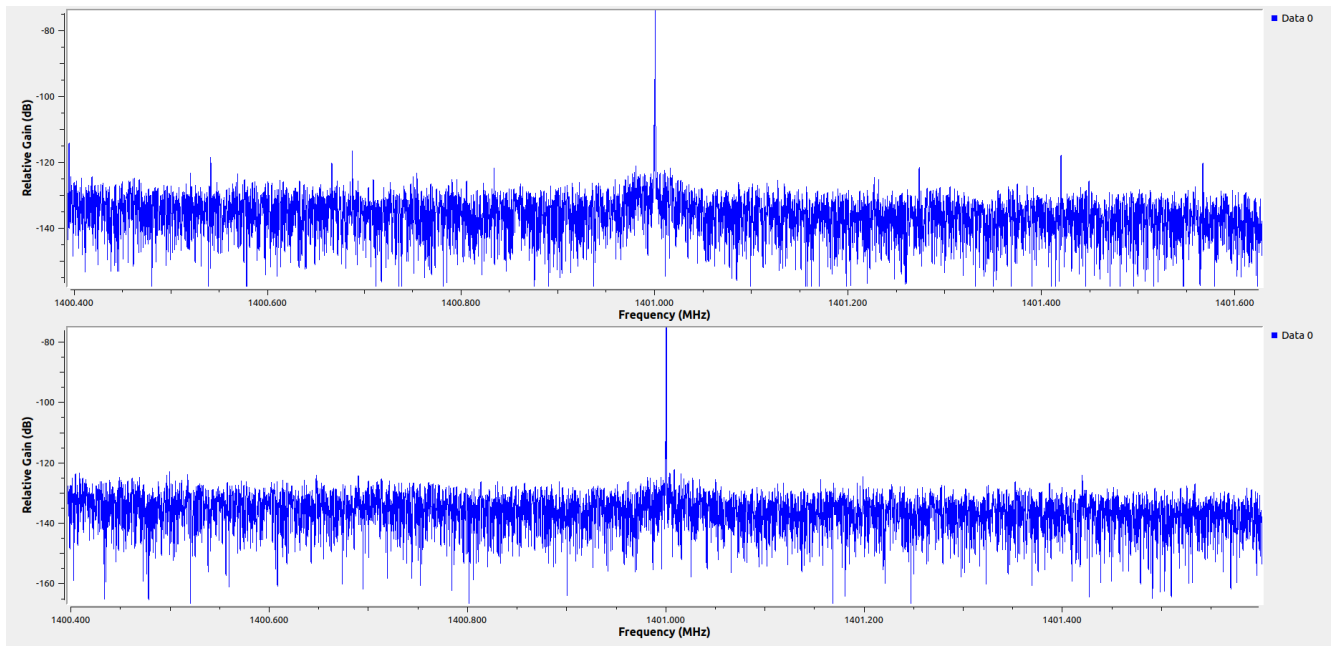
П.3.6 – Периодограмма УП помехи на передатчике



П.3.7 – Блок-схема приемника на GNU Radio



П.3.8 – Периодограмма ШП помехи на приемнике



П.3.9 – Периодограмма УП помехи на приемнике

П4. Листинг программы

**Программа для расчета ОСП квазиоптимальным алгоритмом с разделением на
ПВК**

% Паршин Ю.Н. Буй К.В.

% Программа для расчета отношения сигнал-помеха квазиоптимальным
алгоритмом

% с разделением пространственной обработки и временной обработки

% РГРГТУ, 2024 г.

%%

clear;

clc;

N=4; % число всех элементов AP

M=1; % число источников широкополосных помех

X=1; % число источников сигнала

K=10; % число отчетов по времени

y=0.5*linspace(1,N,N); % нормированные к длине волны координаты
элементов AP

```

lamda=1;
s0=1*ones(1,X); % мощность сигнала
gam_s=0*linspace(1,X,X)*pi/180; % угол места источников сигнала, рад
D_w=10;% максимальное отношение широкополосно-помеха-шум
D_w=D_w*ones(1,M); % отношение широкополосно-помеха-шум каждой из
помех по мощности
gam_w=20*linspace(1,M,M)*pi/180; % угол места источников ШП, рад
alpha_w = 3; % Коэффициент корреляции
D_n=10; % отношение узкополосно-помеха-шум по мощности
alpha_n = 0.1; % Коэффициент корреляции
D_noise=1; % дисперсия шума

%% Сигнал
VV_s=zeros(N,X); % направляющий вектор сигнала
for s=1:X
VV_s(:,s)=exp(1i*2*pi*sin(gam_s(s))*y');
end
S0 = ones(1, K); % отсчеты сигнала по времени
S0(2:2:end) = -1;
S0=S0.';
S=kron(VV_s,S0);

%% Широкополосные помехи
VV_w=zeros(N,M);
for m=1:M
VV_w(:,m)=exp(1i*2*pi*sin(gam_w(m))*y. '); % Вектор широкополосных
помех
end

```

```

%% Корреляционная матрица
q_max=zeros();
R_noise=D_noise*eye(K*N); % Корреляционная матрица шума
R_noise_s=D_noise*eye(N); % Корреляционная матрица шума по
пространству
R_noise_t=D_noise*eye(K); % Корреляционная матрица шума по времени
dw=0;
for d_w=0:0.01:D_W
R_n=zeros();
dw=dw+1;
% Инициализируем корреляционную матрицу
R_n_t_k = zeros(K, K);
% Вычисляем элементы корреляционной матрицы узкополосной помехи по
% времени
for i = 1:K
    for j = 1:K
        R_n_t_k(i, j) = exp(-alpha_n * abs(i - j));
    end
end
R_n_t = eye(K, K); % корреляционная матрица
некоррелированной узкополосной помехи по времени

% Вычисление элементов корреляционной матрицы узкополосной помехи по
% пространству
R_s_n=zeros();
for m=1:N
    for n=1:N
        fun=@(teta) exp(1i*2*pi/lamda*((y(m)-y(n))*sin(teta)));
        a=0;
    end
end

```

```

        b=2*pi;
        R_s_n(m,n)=integral(fun,a,b);
    end
end

% Вычисление диагональной матрицы D
D = diag(1 ./ sqrt(diag(R_s_n)));
% Нормирование корреляционной матрицы узкополосной помехи по
% пространству
R_s_normalized = D * R_s_n * D;
R_s_normalized=D_n.*R_s_normalized;
R_s_normalized=D_n.*eye(N,N);
% Вычисляем элементы корреляционной матрицы узкополосной помехи
R_n=kron(R_s_normalized,R_n_t);
R_n_k=kron(R_s_normalized,R_n_t_k);

% Вычисляем элементы корреляционной матрицы широкополосной помехи
R_w_t_k = zeros(K, K);
for i = 1:K
    for j = 1:K
        R_w_t_k(i, j) = exp(-alpha_w * abs(i - j));
    end
end

R_w_t=ones(K,K);% Корреляционная матрица некоррелированной
широкополосной помехи по времени
R_w_s=zeros();
for m = 1:M
    R_w_s_0=zeros();
    for nx = 1:N

```

```

    for ny = 1:N
        R_w_s_0(nx,ny) = d_w.*VV_w(nx, m)*VV_w(ny, m)';
    end
end

R_w_s=R_w_s+R_w_s_0; % Корреляционная матрица широкополосных
помех по пространству
end

R_w=kron(R_w_s,R_w_t);
R_w_k=kron(R_w_s,R_w_t_k);
R_v=R_noise+R_w+R_n; % Сумарная корреляционная матрица помех с шумом
без корреляции по времени
R_v_k=R_noise+R_w_k+R_n_k; % Сумарная корреляционная матрица помех с
шумом с корреляцией по времени

%% Вессовые векторы
W_s=VV_s'*inv(R_w_s+R_noise_s); % Вессовый вектор обработки по
пространству
W_t=S0'/(R_n_t_k+R_noise_t); % Вессовый вектор обработки по времени
W=zeros(); % Переформировать порядок отсчетов вессовых векторов
for m=1:N*K
    m1=floor((m-1)/K)+1;
    m2=m-(m1-1)*K;
    W(m)=W_s(m1)*W_t(m2);
end

q_max(dw)=(W*S*S'*W')/(W*R_v_k*W');% Отношение сигнал-помех
end

figure(1)% Формировать график отношения сигнал-помех

```

```

XQ=linspace(0,D_W,dw);
plot(10*log10(XQ),10*log10(q_max),'black','LineWidth',2);
set(gca,'FontSize',16,'FontName','times');
xlabel('\it q}_w_b, дБ','FontSize',16,'FontName','times');
ylabel('\it q}, дБ','FontSize',16,'FontName','times');
grid on;
ax = gca;
ax.GridLineStyle = '--';
ax.GridColor = 'black';
ax.GridAlpha=0.5;
LineWidth=2;
hold on

```

Программа для анализа коэффициентов подавления помех пространственного компенсатора с модифицированным алгоритмом фазовой адаптацией

```

% Паршин Ю.Н. Буй К.В.
% Программа для анализа коэффициентов подавления помех
% пространственного компенсатора с модифицированным алгоритмом фазовой
% адаптацией
% РГРГТУ, 2024 г.

%%
clear;
clc;
% Исходные данные:
N=5; % число всех элементов АР
Na=5; % число адаптивных элементов АР
M=1; % число источников помех
K1=5; % число повторения циклов адаптации
K2=50; % число циклов адаптации

```

```

K=K1*K2; % число циклов полной адаптации
L=10; % число опытов для сглаживания
Nt=10; % объем выборки при измерении мощности помех
y=0.5*linspace(1,N,N); % нормированные к длине волны координаты
элементов AP
gam=-10*linspace(1,M,M)*pi/180; % угол места источников сигнала и
ШП, рад
D=100*ones(1,M); % отношение помеха-шум каждой из помех по мощности

%%
% Расчет точного значения корреляционной матрицы и оптимального
вектора
% обработки

RX=zeros(N,N);
for m=1:M
    V0s=exp(j*2*pi*sin(gam(m))*y'); % направляющий вектор сигнала
    RX=RX+D(m)*V0s*V0s'; % корреляционная матрица сигнала
end
RX=RX+diag(ones(1,N)); % корреляционная матрица сигнала и шумов
tic % счетчик времени
PPmin=zeros(K,L); % значения минимальной мощности помех на выходе по
каждому циклу адаптации
PM=D(1)*M; % мощность помех на входе
SSp=zeros(1,10*3*K*Na);
for nn=1:L
    W=ones(Na,1);
    PM=[W; ones(N-Na,1)].'*RX*conj([W; ones(N-Na,1)]); % временное
значение минимальной мощности помех на выходе

```

```

PPmin(1,nn)=[W; ones(N-Na,1)].'*RX*conj([W; ones(N-Na,1)])/PM; %
минимальная мощность помех на выходе до адаптации

Pmin=PM;
kk=1;
for c1=1:K1 % по числам повторения циклов адаптации
    W=exp(1i*2*pi*rand(Na,1)); % начальные фазы ФВ
    for c2=1:K2 % по циклам адаптации
        for n=1:Na % по элементам адаптивной AP
            % измерение мощности помех на выходе AP
            for i=1:3
                if Nt==1 % точное измерение мощности помех
                    W(n)=exp(j*pi*(i-1)/2);
                    W1=[W; ones(N-Na,1)];
                    P(i)=W1.'*RX*conj(W1);
                    DN(kk)=sum(W1);
                    kk=kk+1;
                end
                if Nt~=1 % измерение мощности помех
                    X=zeros(N,Nt);
                    for m=1:M
                        V=exp(j*2*pi*sin(gam(m))*y); %
направляющий вектор помех

X=X+sqrt(D(m))*V.'*(randn(1,Nt)+j*randn(1,Nt)); % корреляционная
матрица помех

                    end;
                    X=X+0.01*(randn(N,Nt)+j*randn(N,Nt)); %
добавление тепловых шумов

                    W(n)=exp(j*pi*(i-1)/2);

```

```

%z=X.'*(ones(N,1)-[W; zeros(N-Na,1)]); %
выход компенсатора помех
z=X.'*[W; ones(N-Na,1)]; % выход AP
P(i)=z'*z/Nt/2; % измеренное значение
мощности помех на выходе AP
%          W1=[W; ones(N-Na,1)];
%          P1(i)=W1.'*RX*conj(W1)
W1=[W; ones(N-Na,1)];
DN(kk)=sum(W1);
kk=kk+1;
end
end

% адаптивная подстройка фазы
phi=-atan((P(1)+P(3)-2*P(2))/(P(1)-P(3)))+pi*(P(1)-
P(3)>0);

W(n)=exp(j*phi);
Px=[W; ones(N-Na,1)].'*RX*conj([W; ones(N-Na,1)]);
end % n
c=K2*(c1-1)+c2;
PPmin(c+1,nn)=PM/Pmin;
end % k2
if Px<Pmin
    Pmin=Px;
end
%          c=K2*(c1-1)+c2;
%          PPmin(c+1,nn)=PM/Pmin;
end
DN1=[DN zeros(1,length(DN)*9)];

```

```

    Sp=fft(DN1);
    SSp=abs(Sp).^2+SSp;
end
toc

%%
SSp=SSp/L;
SSP=conv(abs(SSp),1);
SSP=fftshift(SSP);
XK=linspace(0,K,K+1);
figure(1);
for i=1:L
    plot(XK,10*log10(real(PPmin(:,i))), 'black', 'LineWidth',1);
    hold on;
end

figure(1);
title('Коэффициенты подавления помех', 'FontSize',22, 'FontName', 'times')
set(gca, 'FontSize',12, 'FontName', 'times');
% xlabel('\it k', 'FontSize',12, 'FontName', 'times');
% ylabel('\it P_o_u_t/P_i_n, дБ', 'FontSize',12, 'FontName', 'times');
xlabel('\it k', 'FontSize',12, 'FontName', 'times');
ylabel('\it P}_в_ы_x/{\it P}_в_x, дБ', 'FontSize',12, 'FontName', 'times');
grid on;
ax = gca;
ax.GridLineStyle = '-';

```

```

ax.GridColor = 'K';
ax.GridAlpha = 1;% maximum line opacity
PPmin=sum(PPmin')/L;
figure(2);
plot(XK,10*log10(abs(PPmin)),'black','LineWidth',2);
hold on;

figure(2);
title('Коэффициент подавления
помех','FontSize',22,'FontName','times')
set(gca,'FontSize',12,'FontName','times');
% xlabel('\it k','FontSize',12,'FontName','times');
% ylabel('\it P_o_u_t/P_i_n,
дБ','FontSize',12,'FontName','times');
xlabel('\it k','FontSize',12,'FontName','times');
ylabel('\it P}_в_ы_x/{\it P}_в_x,
дБ','FontSize',12,'FontName','times');
clear axis
grid on;
XF=linspace(-0.5,0.5,3*K*Na*10);

figure(3);
title('Спектральная плотность мощности
помех','FontSize',22,'FontName','times')
semilogy(XF,SSP/max(SSP),'black','LineWidth',2);
set(gca,'FontSize',8,'FontName','times');
xlabel('\it fT','FontSize',14,'FontName','times');
ylabel('\it S(fT)','FontSize',14,'FontName','times');
grid on;

```

```
ax = gca;  
ax.GridLineStyle = '--';  
ax.GridColor = 'black';  
ax.GridAlpha=0.5;  
axis([-0.5 0.5 1e-6 1e0]);
```