

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего
образования
«Новосибирский государственный технический университет»

На правах рукописи



Мухранова Дарья Николаевна

**ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫЕ СИГНАЛЫ И ИХ
СТАТИСТИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА В ПРИСУТСТВИИ АКТИВНЫХ
ПОМЕХ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМАХ С АНТЕННЫМИ
РЕШЕТКАМИ**

Специальность: 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
Спектор Александр Аншелевич

Новосибирск – 2022

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
Глава 1 ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ РЕШЕНИЙ В ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ	12
1.1 Постановка задачи	12
1.2 Обзор существующих алгоритмов обработки в радиотехнических системах с антенными решетками	14
1.2.1 Пространственная обработка	17
1.2.2 Диаграмма направленности антенной решетки при использовании широкополосного сигнала	26
1.2.3 Пространственно-временная обработка	31
1.3 Структурная схема приема-передающих модулей цифровой антенной решетки	34
Выводы по первой главе	36
Глава 2 МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ СИГНАЛОВ, ФОРМИРУЕМЫХ НА АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ	38
2.1 Постановка задачи	38
2.2 Широкополосные в пространственно-временном смысле сигналы	40
2.3 Спектральный анализ пространственно-временных сигналов и помех в радиотехнических системах с линейными цифровыми антенными решетками	46
2.3.1 Пространственно-временные сигналы на несущей частоте	53
2.3.2 Пространственно-временные сигналы на промежуточной частоте	58
2.3.3 Пространственно-временные сигналы на «нулевой» частоте	65
2.4 Спектральный анализ пространственно-временных сигналов и помех в радиотехнических системах с плоскими цифровыми антенными решетками	70
2.4.1 Пространственно-временные сигналы на несущей частоте	76
2.4.2 Пространственно-временные сигналы на промежуточной частоте	79
2.4.3 Пространственно-временные сигналы на «нулевой» частоте	86
2.5 Цифровой кадр пространственно-временного сигнала в радиотехнических системах с цифровыми антенными решетками	90
2.6 Корреляционные характеристики помех и тепловых шумов в радиотехнических системах с цифровыми антенными решетками	91
Выводы по второй главе	103

Глава 3 ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С ЦИФРОВЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ В УСЛОВИЯХ АКТИВНЫХ ПОМЕХ.....	107
3.1 Постановка задачи	107
3.2 Алгоритм максимального правдоподобия для пространственно-временных сигналов и помех	109
3.3 Пространственно-временная согласованная фильтрация.....	114
3.4 Обработка пространственно-временных сигналов в радиотехнических системах с линейными цифровыми антенными решетками в спектральной области	117
3.4.1 Прием полностью известного сигнала.....	118
3.4.2 Прием сигнала со случайной начальной фазой	123
3.5 Обработка пространственно-временных сигналов в радиотехнических системах с плоскими цифровыми антенными решетками в спектральной области..	127
3.5.1 Прием полностью известного сигнала.....	127
3.5.2 Прием сигнала со случайной начальной фазой	131
3.6 Экспериментальное исследование алгоритмов пространственно-временной обработки	134
3.6.1 Моделирующая программа для исследования пространственно-временной обработки	134
3.6.2 Результаты исследования пространственно-временной обработки для линейной цифровой антенной решетки	156
3.6.3 Результаты исследования пространственно-временной обработки для плоской цифровой антенной решетки.....	160
3.6.4 Влияние ширины полосы сигнала.....	162
3.6.5 Влияние количества активных помех	162
Выводы по третьей главе.....	163
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	166
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	167
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	169
Приложение А Акты о внедрении результатов диссертационной работы	182
Приложение Б Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ	184

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования

Заметным направлением развития радиотехнических систем (РТС) на современном этапе являются исследования и разработки систем, использующих широкополосные сигналы, антенные решетки (АР), цифровые технологии формирования и сигналов и их обработки при радиоприеме. На повестку дня выдвигаются задачи создания цифровых антенных решеток (ЦАР), при использовании которых преобразование принимаемых сигналов в цифровую форму осуществляется в аналого-цифровых преобразователях, располагаемых на АР.

Степень разработанности темы исследования. Большое число работ российских (Ратынский М.В., Воскресенский Д.И., Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С., Григорьев В.А. и др.) и зарубежных (Слюсар В.И., Melvin W. L., Scheer J. A., Monzingo R.A., Miller T.W. и др.) ученых посвящены исследованию подходов к адаптивной обработке сигналов в РТС с АР, а также вопросов цифрового диаграммообразования.

Основным принципом формирования диаграммы направленности является установление максимума диаграммы направленности антенны (ДНА) в направлении на цель с подавлением помех, поступающих с других направлений путем формирования глубоких провалов в ДНА. Адаптивная обработка сигналов позволяет изменять вид диаграммы направленности так, чтобы оптимальным образом учесть различия в пространственном расположении источников полезного сигнала и помех [76, 82]. Самым распространенным является подход, который сводится к нахождению оптимальных весовых коэффициентов для элементов антенной решетки, для чего необходимо оценивать и затем обращать корреляционную матрицу помех и шумов. На практике это сопряжено с такими проблемами, как большой размер корреляционных матриц и их плохая обусловленность. Для решения этой проблемы имеются различные подходы, например, разбиение ЦАР на подрешетки [6, 65], или использование ортогональных преобразований [55, 65].

Существующие тенденции развития РТС направлены на применение широкополосных сигналов (ШПС), что обусловлено необходимостью повышения скорости передачи информации в системах связи, разрешающей способности и точности при измерении координат и параметров объекта в системах радиолокации и радионавигации.

Теория адаптивной обработки сигналов хорошо применима для широкополосных сигналов при воздействии узкополосных помех [15, 27, 45, 78]. Но адаптивная пространственная обработка, ориентированная на узкополосный сигнал, не может применяться для подавления широкополосных помех, поскольку нули ДНА смещаются при изменении частоты. В связи с этим необходимо оптимизировать параметры решётки не только по углу прихода помехи, но и по частоте. При этом проблема большого размера корреляционной матрицы помех остается актуальной.

В силу пространственного распределения источников помех и сигналов, а также пространственного положения элементов антенной решетки, в данной работе перспективным считается представление сигналов и помех как пространственно-временных функций, зависящих от времени и пространственных координат. На основе данного подхода к описанию сигналов и помех строятся методы обработки при радиоприеме.

Таким образом, имеется актуальная задача разработки и исследования иных подходов к обработке широкополосных сигналов в РТС с ЦАР, опирающихся на многомерный характер формируемых процессов на антенной решетке.

Цель и задачи диссертационной работы. Целью работы является исследование применения принципов многомерной обработки при обнаружении широкополосных импульсных сигналов в радиотехнических системах с цифровыми антенными решетками на фоне активных помех.

Для достижения заявленной цели решаются следующие задачи:

1. Анализ математического описания сигналов и помех в радиотехнических системах с цифровыми антенными решетками как многомерных пространственно-временных процессов, в том числе спектральный анализ пространственно-временных сигналов.

2. Исследование корреляционных характеристик спектров пространственно-временных помех.
3. Разработка алгоритмов пространственно-временной обработки при обнаружении сигналов на фоне активных помех и тепловых шумов для случаев приема полностью известного сигнала и сигнала со случайной начальной фазой.
4. Разработка моделирующей программы для проведения статистической оценки качества предложенных алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов на фоне активных помех и тепловых шумов.
5. Проведение сравнительного анализа эффективности разработанных и известных алгоритмов обработки при обнаружении сигналов с использованием методов статистического моделирования.

Объектом исследования в диссертационной работе являются пространственно-временные сигналы в РТС с ЦАР.

Предмет исследования – алгоритмы обработки многомерных сигналов при обнаружении в РТС с ЦАР в условиях активных помех.

Методы исследований основаны на теории статистической радиотехники, методах математического моделирования, математической статистики и вычислительного эксперимента. При этом используются средства современной информатики и вычислительной техники, включая среду моделирования MATLAB.

Научная новизна результатов заключается в следующем:

1. Развито математическое описание сигналов и помех в радиотехнических системах с цифровыми антенными решетками как многомерных пространственно-временных процессов.
2. Проведен спектральный анализ пространственно-временных сигналов, основанный на непрерывной аппроксимации дискретной антенной решетки.
3. Статистическое исследование корреляционных характеристик спектров пространственно-временных помех показывает, что отсчеты пространственно-временной помехи в спектральной области можно считать некоррелированными.

4. Предложен и исследован алгоритм многомерной обработки сигналов на основе принципа максимального правдоподобия, при этом в качестве входных данных используется пространственно-временной спектр пространственно-временных сигнала и помехи.

Достоверность полученных результатов обеспечивается корректным применением современного математического аппарата с учетом влияющих факторов и заданных ограничений. Достоверность научных положений и выводов базируется также на непротиворечивости применяемых моделей и методов, а также близости теоретических и экспериментальных результатов исследований.

Теоретическая значимость результатов проведенных исследований состоит в разработке и исследовании многомерной модели сигнала, формируемого на антенной решетке, как многомерного пространственно-временного процесса. Многомерная модель сигнала позволяет адекватно описывать реальные физические явления, на основе которых созданы алгоритмы обработки пространственно-временных сигналов на фоне активных помех в радиотехнической системе с антенной решеткой, учитывающие тип сигнала, количество источников активных помех и их размещение в пространстве и тепловые шумы элементов антенной решетки.

Практическая ценность. Научные и практические результаты выполненного исследования были применены в научно-исследовательских работах, проводившихся в 2018-2022 годах на кафедре теоретических основ радиотехники НГТУ. Результаты диссертационной работы послужили основой для разработки методов и алгоритмов пространственно-временной обработки когерентно-импульсных ШПС в радиолокационных системах (РЛС) обзора, направленных на повышение эффективности подавления активных помех. Данные исследования вошли в разработанную в ходе научно-исследовательской работы программу, моделирующую РЛС обзора. Практическая ценность результатов исследования подтверждается соответствующими актами, представленными в приложении А к работе. Автор диссертационной работы за полученные результаты отмечена премией мэрии города Новосибирска в сфере науки и инноваций в

номинации «Лучший молодой исследователь в образовательных организациях высшего образования» в 2022 году. Работа была поддержана грантом Российского фонда фундаментальных исследований 2019-2021гг., проект №19-37-90069 «Методы и алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов в локационных системах с распределенными приемными элементами».

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Математическое описание сигналов и помех в радиотехнических системах с цифровыми антенными решетками как многомерных пространственно-временных процессов является адекватным описанием реальных физических явлений на антенной решетке, которое может служить основой для разработки алгоритмов обработки радиосигналов при воздействии внешних помех и тепловых шумов. Для различных углов прихода колебания положение активной области пространственно-временного спектра различно, что справедливо для сигналов несущей, промежуточной и «нулевой» частот. Такое различие является основой для разделения сигналов, и, в том числе, для борьбы с помехами.
2. Статистическое исследование корреляционных характеристик спектров пространственно-временных помех показывает, что отсчеты пространственно-временной помехи в спектральной области можно считать некоррелированными, а корреляционную матрицу помехи при построении алгоритма многомерной обработки в спектральной области на основе метода максимального правдоподобия – диагональной.
3. Алгоритм многомерной обработки сигналов на основе принципа максимального правдоподобия, реализуемый в спектральной области, обладает простотой реализации, поскольку не требует оценки и обращения корреляционной матрицы помехи, а ограничивается оцениванием спектральных интенсивностей. Разработанный алгоритм показывает высокую эффективность подавления активных помех.

Апробация работы. Основные результаты обсуждались на Международных конференциях и всероссийских конференциях: International conference of young

specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM). – Altai, 2020, 2021; 1 International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE). – Novosibirsk, 10 – 11 December 2020; VI Международная конференция и молодёжная школа «Информационные технологии и нанотехнологии» (ИТНТ-2020). – Самара, 26-29 мая 2020; XV Всероссийская научная конференция молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации» (НТИ). – Новосибирск, 2018, 2019, 2021; Международная научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации, посвящённая памяти профессора Г. С. Шарыгина, – «Шарыгинские чтения» – Томск, 2019, 2021; Всероссийская конференция с международным участием «Обработка пространственных данных в задачах мониторинга природных и антропогенных процессов» (SDM). – Бердск, 2019, 2021; Всероссийская конференция "Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций". – Самара, 14-16 мая 2019.

Публикация результатов работы. По теме диссертации автором опубликовано 25 работ, в том числе 4 статьи из перечня изданий, рекомендованных ВАК, 8 работ в изданиях, включенных в международные базы цитирования Scopus и Web of Science, 2 главы в коллективной монографии. Получены 4 свидетельства государственной регистрации программы для ЭВМ (приложение Б).

Личный вклад автора. Постановка задач исследования осуществлялась совместно с научным руководителем. Все основные практические исследования выполнены автором диссертационной работы самостоятельно.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, трех глав, заключения, списка сокращений, списка литературы и 2 приложений. Основная часть работы изложена на 187 страницах машинописного текста, включает 54 рисунка, 5 таблиц, список литературы содержит 113 наименований, в том числе 25 работ автора.

Краткое содержание работы

В первой главе представлен обзор существующих подходов к обработке сигналов в РТС с ЦАР, в том числе и для широкополосных сигналов, проанализированы достоинства и выявлены недостатки данных решений.

Рассмотрена структурная схема приемо-передающего модуля (ППМ) ЦАР, на совокупности которых происходит формирование сигнала как пространственно-временного процесса. Определены основные точки схемы ППМ для анализа сигналов в них.

Сформулированы цель и задачи диссертационного исследования.

Во второй главе рассматривается подход к описанию сигналов и помех в виде многомерных процессов, регистрируемых ЦАР. Рассматривается математическое описание пространственно-временных сигналов на линейной антенной решетке как функции двух переменных – временной и пространственной, соответствующей координате антенного элемента в пространстве. Сигналы, формируемые на плоской антенной решетке, зависят от двух пространственных координат, т.е. являются трехмерным пространственно-временным процессом.

В главе дан анализ пространственно-временных сигналов в различных точках ППМ: сигналы высокой, промежуточной и «нулевой» частот, что необходимо для обоснования применяемого метода математического моделирования и построения алгоритма.

Приведены результаты статистического исследования корреляционных характеристики пространственно-временных помех. Основная ориентация в обработке направлена на ее реализацию в многомерной частотной области, поэтому исследованы корреляционные характеристики вещественной и мнимой частей спектра и их взаимная корреляционная функция.

В третьей главе предложен алгоритм обнаружения пространственно-временного сигнала на основе метода максимального правдоподобия (ММП), при этом обработка происходит в спектральной области. Его преимущество в том, что такой подход имеет характер корреляционной обработки, выполняемой в данном случае в спектральной области, без обращения и оценивания прямой корреляционной матрицы помех, чего требует классический подход к оптимальной обработке. Рассмотрены прием полностью известного сигнала и прием сигнала со случайной начальной фазой. Алгоритмы разработаны для линейной цифровой антенной решетки (ЛЦАР) и плоской цифровой антенной

решетки (ПЦАР). Для обработки необходимо проводить адаптацию по помехе и тепловым шумам, т.е. выполняется оценка СПМ аддитивной смеси помехи и внутренних шумов.

Для исследования эффективности предложенного подхода к обработке пространственно-временных сигналов разработана моделирующая программа, которая позволяет провести статистическую оценку качества предложенного алгоритма обработки сигналов на фоне активных помех и тепловых шумов.

Оценка качества обнаружения определялась нахождением улучшения отношения сигнал/помеха+шум (ОСПШ) как отношение ОСПШ на выходе обработки к ОСПШ на входе обработки. Рассмотрена эффективность подавления активных помех алгоритмами пространственно-временной обработки в спектральной области в зависимости от угла прихода и мощности активных помех. Исследовано влияние ширины полосы сигнала и количества источников активных помех на качество их подавления.

В заключении приведены основные результаты работы.

Глава 1 ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ РЕШЕНИЙ В ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ

1.1 Постановка задачи

Принципиальным направлением развития РТС является повышение роли устройств обработки информации в РТС и их интеллектуализация на основе вычислительных средств [39]. Под РТС понимается совокупность устройств, предназначенных для формирования, излучения, приема и обработки сигналов, используемые в системах радиолокации, связи, навигации и др. На рисунке 1.1 приведена упрощенная структурная схема РТС. Для всех указанных систем общим является вопрос обработки сигналов.

После формирования и излучения сигнал попадает в канал распространения, где подвергается воздействию помех. По происхождению помехи могут быть естественными, взаимными и искусственными. Помехи создают фон, на котором трудно выделить сигнал, прикрываемый помехой, или создают эффект ложных целей, затрудняя получение информации об истинных целях. Помехи также делятся на пассивные и активные. Активные помехи создаются источниками излучения с целью искажения информации. Сигналы также подвержены воздействию случайных шумов как в устройствах формирования и излучения сигнала, так и в устройствах приема и обработки сигнала.

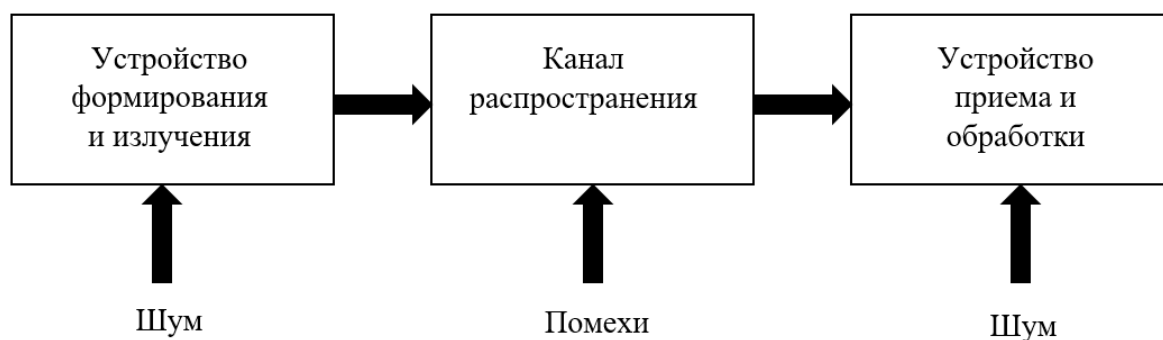


Рисунок 1.1. – Упрощенная структурная схема РТС

Устройство приема и обработки представляет собой антенну и само устройство обработки, которое предназначено для извлечения полезной информации из принимаемых сигналов. Для повышения эффективности РТС увеличивают коэффициент направленного действия антенны, среднюю мощность зондирующих сигналов, повышают чувствительность приемных устройств и производят специальную обработку, основанную на различиях полезных сигналов и помех. Обработка должна быть оптимальной с точки зрения заданного критерия качества. Таким образом, РТС должна обладать помехоустойчивостью. Ее разделяют на реальную и потенциальную. Потенциальной называется наивысшая помехоустойчивость при наличии только внутренних шумов радиоприемных устройств, которая может быть достигнута только при оптимальном методе обработки сигнала.

Антенные системы преобразуют электромагнитное поле в пространственно-временные сигналы, в результате обработки которых получают информацию об объекте. В задачах оптимальной обработки пространственно-временных сигналов возникает необходимость изменения функции раскрытия антенных систем в зависимости от условий приема [57]. Данная задача решается использованием систем с дискретным раскрытием, т.е. антенными решетками (АР) [7, 11, 85]. Функция раскрытия связана с диаграммой направленности парой преобразований Фурье.

Обработка пространственно-временных сигналов на основе антенных решёток и многопозиционных систем получила к настоящему времени широчайшее распространение [6, 11, 43, 57, 58, 61, 103, 104]. Антенные решетки нашли применение в различных областях современной техники: в радиолокации, радионавигации, мобильной и спутниковой связи [18, 22, 58, 74, 75, 91] радиоразведке и радиопротиводействию, радиоастрономии, звуколокации, гидроакустике [51] и др. Для систем спутниковой связи актуальной является задача создания многолучевых антенных устройств, с помощью которых обеспечивается высокий энергетический потенциал для принимаемого и ретранслируемого сигналов в направлениях абонентов, находящихся в различных точках земной

поверхности, видимых с геостационарной орбиты [58]. В системах связи многолучевые АР позволяют многократно использовать частотный ресурс за счёт эффективной пространственной селекции [58], а также динамически перестраивать диаграммы направленности в соответствии с загруженностью зоны обслуживания [53].

Таким образом, возникает необходимость проведения анализа существующих решений по исследуемой тематике – обзора современного состояния проблемы обработки сигналов в РТС с антенными решетками, с целью выявления недостатков известных подходов и причин необходимости разработки новых моделей и алгоритмов.

1.2 Обзор существующих алгоритмов обработки в радиотехнических системах с антенными решетками

Обычно перед антенной решёткой ставится две задачи. Первая задача заключается в установлении максимума диаграммы направленности антенны в направлении приёма ожидаемого отраженного сигнала от некоторого объекта. Вторая задача – подавление помех, приходящих с других направлений, отличных от заданного направляющим вектором, причём число и направления прихода помех заранее неизвестно и его необходимо оценивать в процессе обучения. Эту задачу в литературе обычно называют пространственной фильтрацией [3, 4, 6, 66].

В фазированных антенных решетках (ФАР) в тракт излучателей введены фазовращатели, компенсирующие набеги фаз при приеме сигнала с направления, отличающегося от нормали (рисунок 1.2). Выходной сигнал ФАР описывается выражением:

$$y = \sum_{i=1}^I x_i \exp(j\varphi_i).$$

Таким образом достигается формирование диаграммы направленности с главным лепестком в направлении, соответствующем синфазному сложению парциальных сигналов.

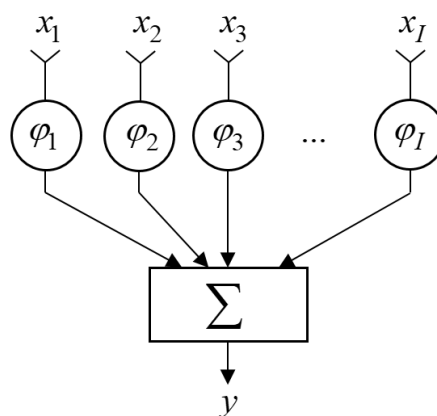


Рисунок 1.2 – Структурная схема ФАР с обычным фазированием

Поскольку необходимо динамически подстраивать характеристики антенны под конкретную сигнально-помеховую обстановку, то требуется постоянное изменение весовых коэффициентов в приемном тракте АР. В таком случае ФАР будет адаптивной (АФАР). Адаптивные фазированные решётки использовались, начиная с 80-х годов XX века [53]. В настоящее время АФАР состоят из модулей, в которые входят не только излучатели и фазовращатели, но и активные элементы для усиления, преобразования частот, аналого-цифровые преобразователи (АЦП), а также устройства предварительной пространственно-временной обработки сигналов [79, 82, 85]. АФАР может работать в широком диапазоне частот.

Совершенствование ЦОС приводит к развитию ЦАР. ЦОС позволяет повысить эффективность радиотехнических устройств. Благодаря использованию ЦОС становится возможной реализация высокоэффективных алгоритмов, которые нацелены на применение в конкретной сигнально-помеховой обстановке. Применение ЦОС в антенной технике дает стабильность параметров, возможность быстрого изменения характеристик, отсутствие затухания сигнала при передаче по цифровым цепям, возможность распределения сигнала по многим каналам без деления его мощности и внесения искажений и шумов, высокую степень идентичности комплексных частотных характеристик каналов обработки, облегчает автоматическую калибровку аналоговой части решётки [16, 44, 53]. Поэтому все более широкое применение в различных областях радиотехники находят ЦАР: в радиолокации, радионавигации, сотовой связи в виде так называемых смарт-антенн [11].

Под ЦАР понимается система, в которой реализуется отдельная обработка сигналов, принятых на каждом элементе АР, а выходные сигналы на промежуточной частоте преобразуются АЦП в цифровые отсчеты и поступают в ЭВМ для дальнейшей обработки [21]. ЦАР, наряду с вышеуказанными преимуществами, отличается рядом проблем, таких как обеспечение единства времени АР с крайне высокими требованиями к синхронизации [13, 24, 50, 83], ограниченность динамического диапазона в случае невысокой разрядности АЦП, трудность обеспечения режима реального времени из-за ограничения тактовой частоты (быстродействия элементной базы), особенно на СВЧ, проблема случайного смещения моментов взятия отсчетов сигнала (джиттер), влияющего на временные, спектральные характеристики сигнала и на пространственно-избирательные свойства антенной решетки [19, 41].

Узкополосный пространственно-временной сигнал, формируемый на АР, может быть представлен в виде произведения двух сомножителей, один из которых определяется пространственными, а другой временными параметрами источника сигнала. Обработка такого сигнала распадается на две независимые (пространственную и временную), выполнять которые можно в произвольном порядке [57, 68, 69]. Вопрос подавления активных помех решается именно применением пространственной обработки. В современных РТС и антенной технике все большее применение находят широкополосные и сверхширокополосные сигналы. В литературе (например, [57]) делается разделение понятия ШПС в классическом радиотехническом смысле и ШПС в пространственном смысле. Такое разделение сигналов существенным образом сказывается на всех процессах, связанных с формированием сигналов при их излучении и обработкой при радиоприеме.

Далее рассмотрены основные существующие подходы к обработке сигналов на АР, направленные на борьбу с активными помехами (АП), а именно адаптивная пространственная обработка и пространственно-временная обработка ШПС. Также рассмотрен вопрос цифрового диаграммообразования при приеме широкополосного сигнала.

1.2.1 Пространственная обработка

Как было сказано ранее, одной из задач РТС является подавление помех. Одним из способов решения этой задач является использование адаптивной обработки сигналов, позволяющей изменять вид диаграммы направленности так, чтобы оптимальным образом учесть различия в пространственном расположении источников сигналов и помех [57]. Если расположение источника помех и источника полезного сигнала отличны, то применение адаптивных цифровых антенных решеток обеспечивает высокую эффективность подавления помех, которую дополнительно можно повысить путем применения других методов обработки, например, корреляционной обработки [3, 8, 105]. Теория адаптивной обработки сигналов хорошо применяется для широкополосных сигналов при воздействии узкополосных помех [27, 45, 78].

Обработка сигналов, приходящих на отдельные элементы узкополосной АФАР (рисунок 1.3) обычно заключается в умножении их на комплексные весовые коэффициенты w_i , которые меняются в зависимости от текущих направлений прихода полезного сигнала и помехи:

$$y = \sum_{i=1}^I w_i^* x_i = \mathbf{W}^H \mathbf{X},$$

где $\mathbf{W}^* = (w_1, w_2, \dots, w_I)^H$ – вектор весовых коэффициентов, H – знак Эрмитова сопряжения, $\mathbf{X} = (x_1, x_2, \dots, x_I)^T$ – вектор отсчётов сигнала и/или помех на входе антенной решетки в фиксированный момент времени, T – знак транспонирования, $i = \overline{1, I}$, I – количество элементов АР.

В общем случае адаптация АФАР сводится к решению задачи нахождения оптимальных весовых коэффициентов $\mathbf{W}_{opt} = \{w_1, w_2, \dots, w_I\}$, усиливающих полезный сигнал, приходящий с заданного направления, и подавляющих помехи, которые приходят с направлений источников АП [65]. При этом эта задача должна решаться в реальном масштабе времени. Также к такой обработке необходимо учитывать требование минимального искажения формы полезного сигнала, для извлечения из него информации.

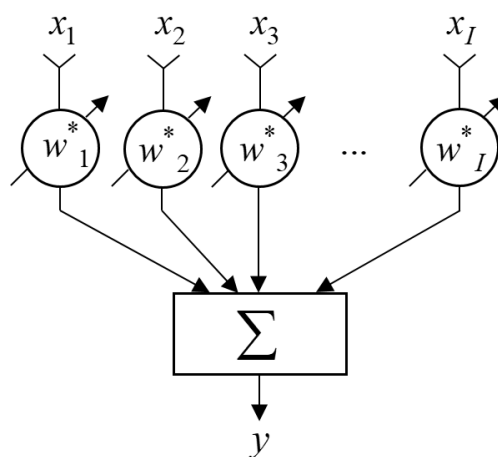


Рисунок 1.3 – Структурная схема узкополосной АФАР

Существует несколько критериев оптимальности, которые используются для выбора вектора весовых коэффициентов \mathbf{W} . В качестве основного критерия оптимальности считается критерий максимизации q^2 отношения сигнала к сумме помехи и шумов на выходе решетки (ОСПШ) по мощности [86] (критерий Релея):

$$\mathbf{W}_{opt} = \max_{\mathbf{W}} q^2,$$

где ОСПШ представим в виде:

$$q^2 = \frac{|\mathbf{W}^H \mathbf{S}|^2}{\mathbf{W}^H \mathbf{R} \mathbf{W}} = \frac{\mathbf{W}^H \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H \mathbf{R}^{1/2} \mathbf{R}^{1/2} \mathbf{W}}.$$

Здесь $\mathbf{S} = (s_1, s_2, \dots, s_I)^T$ – вектор полезного сигнала, $\mathbf{R} = \overline{\mathbf{X}\mathbf{X}^H}$ – корреляционная матрица помех и шумов. Максимальное значение ОСПШ достигается, когда:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{R}^{-1/2} \mathbf{S},$$

где $\mathbf{Z} = \mathbf{R}^{1/2} \mathbf{W}$, поэтому оптимальным решением в рамках рассматриваемого критерия является следующий выбор коэффициентов:

$$\mathbf{W}_{opt} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{S}. \quad (1.1)$$

Рассмотрим критерий, минимизирующий среднюю мощность помехи на выходе антенной решётки:

$$\mathbf{W}_{opt} = \min_{\mathbf{W}} (P_{nu}),$$

где средняя мощность помех и шумов P_{nu} :

$$P_{nu} = \mathbf{W}^H \mathbf{R} \mathbf{W}.$$

При этом чтобы избежать тривиального решения $\mathbf{W} = 0$, полагают, что мощность вектора \mathbf{W} фиксирована:

$$\mathbf{W}^H \mathbf{W} = const,$$

что эквивалентно минимизации отношения Релея:

$$\rho = \frac{\mathbf{W}^H \mathbf{R} \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H \mathbf{W}}.$$

Тогда оптимальный весовой вектор определяется как:

$$\mathbf{W}_{opt} = \mathbf{U}_I,$$

где \mathbf{U}_I – собственный вектор корреляционной матрицы \mathbf{R} , соответствующий минимальному собственному числу матрицы λ_I (предполагается, что собственные числа расположены в порядке убывания $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_I$). При таком подходе минимум ρ равен λ_I .

Критерий минимума среднеквадратической ошибки минимизирует средний квадрат разности ε выходного сигнала решётки y и опорного колебания r :

$$\varepsilon = r - y.$$

Оптимальное решение, соответствующее критерию минимума среднего квадрата ошибки, определяются следующим образом:

$$\mathbf{W}_{opt} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A}, \quad (1.2)$$

где $\mathbf{A} = \overline{r^* \mathbf{S}}$ – корреляционный вектор. Если опорный сигнал коррелирован с полезным сигналом и не коррелирован с внешними помехами и внутренними шумами, то $\mathbf{A} = \alpha r^* \mathbf{S} = \beta \mathbf{S}$ и с точностью до множителя β (1.2) эквивалентно (1.1). Использование решения (1.1) физически более оправдано и более удобно в вычислительном плане.

Для описанных критериев оптимальности необходимо оценивать корреляционную матрицу помех и шумов $\hat{\mathbf{R}}$. Получение на практике истинной корреляционной матрицы невозможно, поскольку невозможно усреднение $\mathbf{X}\mathbf{X}^H$ по бесконечному множеству реализаций или на бесконечном временном интервале (для эргодических процессов). Оценка корреляционной матрицы выполняется обычным образом:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^H, \quad (1.3)$$

где k – номер реализации в моменты времени t_k соответствующего вектора \mathbf{X} по выборке K , $k = \overline{1, K}$. Сгруппировав векторы \mathbf{X} в матрицу обучающей выборки \mathbf{Y} :

$$\mathbf{Y} = (\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_K),$$

выражение (1.3) можно представить в виде:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \mathbf{Y} \mathbf{Y}^H.$$

Размер матриц \mathbf{Y} и $\hat{\mathbf{R}}$ для линейной АР $I \times K$, для плоской АР $(I \times J) \times K$.

Далее выполняется обращение матрицы $\hat{\mathbf{R}}$, и, в соответствии с (1.1), оценивается \mathbf{W}_{opt} :

$$\mathbf{W}_{opt} = \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{S}. \quad (1.4)$$

Для обращения корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ можно использовать метод Гаусса [80], методы типа QR-разложения [90].

Прямое обращение корреляционной матрицы на практике сопряжено с определёнными трудностями, такими как большой размер корреляционных матриц \mathbf{R} , получаемых для плоских решёток, и плохая обусловленность матрицы $\hat{\mathbf{R}}$, приводящая к вычислительным проблемам.

Снижение эффективности АФАР обусловлено ограниченным объемом обучающей выборки при оценке корреляционной матрицы помех и шумов \mathbf{R} , декорреляцией сигналов в каналах решетки и шумами квантования при цифровой обработке.

Сокращение объёма вычислений при обращении матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ может быть достигнуто путем разбиения АФАР с большим числом элементов на подрешетки [6, 65] (рисунок 1.4).

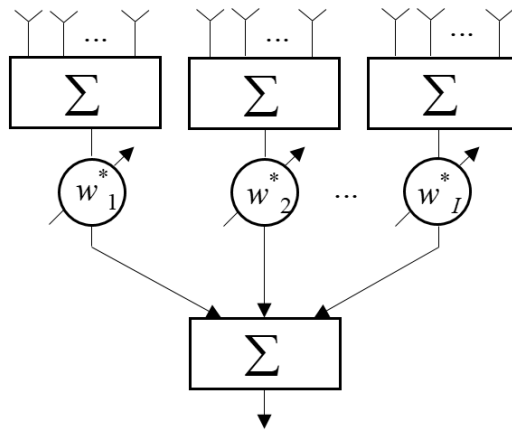


Рисунок 1.4 – Адаптивная ФАР модульной структуры

Антенные решётки, состоящие из подрешёток, не подавляют помехи, приходящие с направления максимума главного луча АР, и малоэффективны для помех, источники которых близки к этому направлению [65].

При малом объеме обучающих выборок оценка корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ возможна с использованием рекуррентного алгоритма [1] в соответствии с выражением:

$$\hat{\mathbf{R}}_k^{-1} = \hat{\mathbf{R}}_{k-1}^{-1} - \frac{\hat{\mathbf{R}}_{k-1}^{-1} \mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^H \hat{\mathbf{R}}_{k-1}^{-1}}{1 - \mathbf{X}_k^H \hat{\mathbf{R}}_{k-1}^{-1} \mathbf{X}_k}. \quad (1.5)$$

В (1.5) начальным приближением является диагональная матрица вида:

$$\hat{\mathbf{R}}_0^{-1} = \mu^2 \mathbf{I}_I,$$

где \mathbf{I} – единичная матрица размера I , μ^2 – скалярный параметр регуляризации.

Достоинством алгоритма (1.5) является его вычислительная экономичность при малом количестве помех. Основной недостаток – критичность к выбору параметра μ^2 и к разрядности вычислений, а при увеличении K вычислительная эффективность алгоритма снижается.

При малом объеме обучающих выборок для нахождения вектора оптимальных весовых коэффициентов возможно использование проекционного алгоритма [5, 26, 48, 57, 65], в котором оптимальный весовой вектор представляется как проекция некоторого исходного вектора на шумовое подпространство корреляционной матрицы:

$$\mathbf{W}_{onm} = \mathbf{P}_N \mathbf{S} = (1 - \mathbf{P}_S) \mathbf{S}, \quad (1.6)$$

где \mathbf{P}_N – проектор на шумовое подпространство, \mathbf{P}_S – проектор на сигнальное подпространство, \mathbf{S} – опорный вектор. При этом необходимо проводить оценку проекторов по обучающим выборкам (при условии ортонормированности столбцов обучающей выборки):

$$\hat{\mathbf{P}}_S = \mathbf{Y} (\mathbf{Y}^H \mathbf{Y})^{-1} \mathbf{Y}^H,$$

$$\hat{\mathbf{P}}_N = \mathbf{Z} \mathbf{Z}^H.$$

Достоинством алгоритма (1.6) является его вычислительная экономичность.

В [54, 65] отмечено, что использование ортогональных преобразований позволяет получить алгоритмы оценки оптимальных весовых коэффициентов, обладающие высокой вычислительной устойчивостью. Рассмотрим подход, который при вычислении обратной корреляционной матрицы использует алгоритм ортогонализации обучающей выборки \mathbf{Y} размера $I \times K$, $K \geq I$. Фильтр-ортонормализатор Φ в виде матрицы $I \times I$ ортонормирует строки обучающей выборки \mathbf{Y} :

$$\text{если } \Phi \mathbf{Y} = \mathbf{Z},$$

$$\text{то } \mathbf{Z} \mathbf{Z}^H = \mathbf{I}_I.$$

Как показано в [65]:

$$\hat{\mathbf{R}}^{-1} = \Phi^H \Phi,$$

далее, в соответствии с формулой (1.4), производится вычисление вектора оптимальных коэффициентов \mathbf{W}_{onm} . Необходимо отметить, что данный метод строго реализует оптимальное решение, а эффективность не зависит от разброса собственных значений корреляционной матрицы \mathbf{R} . При данном подходе размер обучающей выборки $K \geq I$ для плоской антенной решетки (ПАР) размера $I \times J = 70 \times 70 = 4900$ будет состоять из 4900 комплексных чисел и потребуются сформировать не менее 4900 таких обучающих выборок, к которым необходимо применить процедуру ортогонализации.

Для выполнения ортогонализации и нахождения матрицы фильтра Φ возможно использование классической и модифицированной процедур Грама-Шмидта [20].

В классическом алгоритме вначале выполняется нормировка первого вектора-строки \mathbf{Y}_1 , и проекция на первый вектор второго вектора \mathbf{Y}_2 вычитается из него (разность оказывается ортогональной \mathbf{Y}_1), после чего вновь полученный вектор \mathbf{Y}_2 нормируется. Из третьего вектора \mathbf{Y}_3 вычитаются проекции этого вектора на преобразованные \mathbf{Y}_1 и \mathbf{Y}_2 , с последующей нормировкой \mathbf{Y}_3 , выполняя процедуру до \mathbf{Y}_K . Классическое преобразование Грама-Шмидта можно представить в матричной форме [65]:

$$\Phi = \mathbf{D}_K \mathbf{C}_K \mathbf{D}_{K-1} \mathbf{C}_{K-1} \dots \mathbf{D}_2 \mathbf{C}_2 \mathbf{D}_1,$$

где матрицы сомножители имеют вид:

$$\mathbf{C}_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ & 1 & \dots & & \dots & 0 \\ & & \dots & & & \dots \\ \alpha_{k,1} & \dots & \alpha_{k,k-1} & \dots & \dots & \dots \\ & & & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (1.7)$$

$$\mathbf{D}_k = \text{diag}(1, \dots, 1, d_k, 1, \dots, 1). \quad (1.8)$$

Элементы матриц в (1.7) и (1.8) имеют вид:

$$\begin{aligned} \alpha_{ik} &= -(\mathbf{Y}_{k,k})^* (\mathbf{Y}_{i,k})^T / |\mathbf{Y}_{k,k}|^2, \\ d_k &= 1 / |\mathbf{Y}_{k,k}|, \\ k &= 1, \dots, K; \quad i = k + 1, \dots, K. \end{aligned} \quad (1.9)$$

В модифицированном алгоритме Грама-Шмидта, предложенном Райсом [64], после нормировки вектора-строки \mathbf{Y}_1 производится вычитание из всех остальных исходных векторов $\mathbf{Y}_2, \dots, \mathbf{Y}_K$ их проекций на \mathbf{Y}_1 . Эта же процедура, начиная с нормировки, выполняется для $\mathbf{Y}_2, \mathbf{Y}_3, \dots$ до \mathbf{Y}_K . Модифицированное преобразование Грама-Шмидта можно представить в матричной форме [65]:

$$\Phi = \mathbf{D}_K \mathbf{F}_{K-1} \mathbf{D}_{K-1} \dots \mathbf{F}_2 \mathbf{D}_2 \mathbf{F}_1 \mathbf{D}_1,$$

где матрицы сомножители имеют вид:

$$\mathbf{F}_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & & \dots & 0 \\ & & \dots & & & \dots \\ & \dots & \alpha_{k+2,k} & \dots & & \dots \\ & & \dots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \alpha_{K,k} & \dots & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (1.10)$$

\mathbf{D}_k определяется (1.8), а их элементы (1.9).

Модифицированный алгоритм Грама-Шмидта отличается от классического более высокой вычислительной устойчивостью.

Для подходов к ортогонализации на основе процедуры Грама-Шмидта необходимо проводить обучение по L обучающим выборкам, а матрицы каждого шага процедуры Грама-Шмидта формируются в результате усреднения по L обучающим выборкам.

Количество операций комплексного сложения и умножения, необходимое для выполнения вычислений процедуры Грама-Шмидта при обучении, составляет $K(I \times J)^2$ для ПАР. Количество операций, требуемое для обращения корреляционной матрицы составляет $(I \times J)^3$. Необходимо также отметить, что процедура Грама-Шмидта позволяет использовать параллельное вычисление

Рассмотренные выше подходы к пространственной обработке направлены на оптимизацию вектора коэффициентов \mathbf{W}_{opt} с учетом минимального искажения формы полезного сигнала. На практике большое распространение получили адаптивные АР с адаптивной компенсацией помех. Это объясняется простотой их конструкции. Адаптивная компенсация помех направлена на подавление АП и не позволяет следить за сохранностью формы полезного сигнала. Весовой коэффициент компенсационного канала (рисунок 1.5) в процессе адаптации подбирается таким образом, чтобы векторы помехи с основного и

компенсационных каналов складывались в противофазе. Это приводит к тому, что векторы полезного сигнала в тех же точках складываются не в фазе, и уровень полезного сигнала снижается.

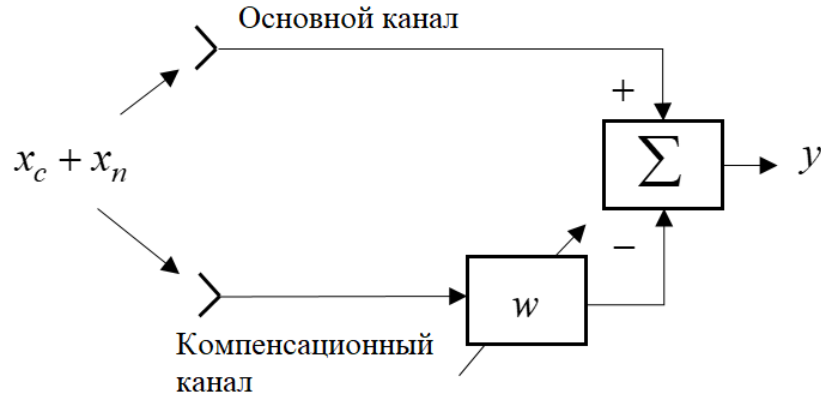


Рисунок 1.5 – Структурная схема одного канала адаптивного компенсатора помех

Оптимальные весовые коэффициенты в АР с адаптивной компенсацией определяются согласно:

$$\mathbf{W}_{opt} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{R}_X = \left(\overline{\mathbf{X}_k \mathbf{X}_k^H} \right)^{-1} \overline{\mathbf{X}_k \mathbf{X}_o^*},$$

где \mathbf{R}_X – взаимокорреляционная матрица сигналов (или помех) на основном \mathbf{X}_o и вспомогательном \mathbf{X}_k каналах.

Для повышения отношения сигнал/помеха (ОСП) на основном канале необходимо, чтобы максимум характеристики направленности основного канала был направлен на источник полезного сигнала, а минимум – на источник помехи (рисунок 1.6). Для повышения ОСП на выходе АР с адаптивной компенсацией помех необходимо уменьшить ОСП на вспомогательном входе, за счет того, чтобы минимум характеристики направленности компенсационного канала был направлен на источник полезного сигнала, а максимум на источник помехи [4].

Следует отметить, что количество активных помех, подавляемых алгоритмами, представленными в данном параграфе, не превышает число степеней свободы антенной решетки, т.е. количество элементов весового вектора \mathbf{W} .

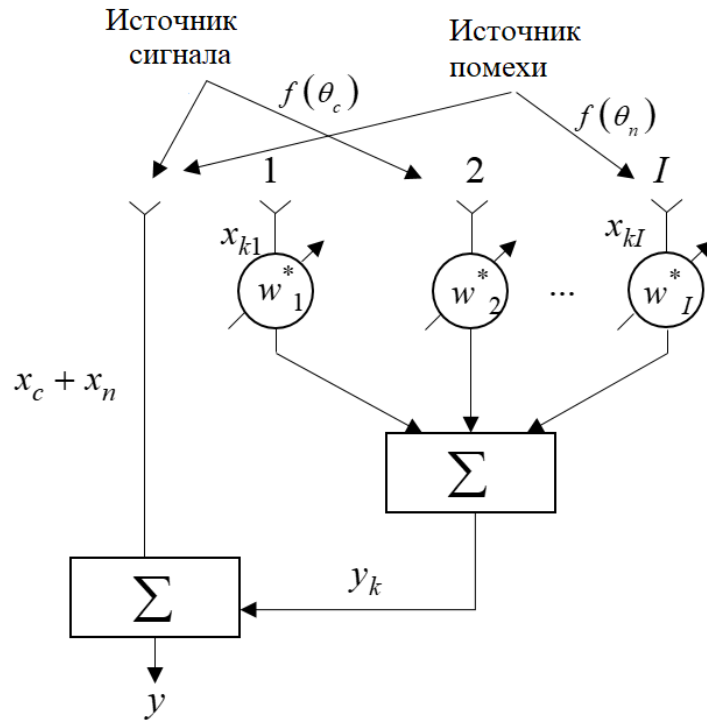


Рисунок 1.6 – Структурная схема AP с адаптивной компенсацией помех

С учетом вышесказанного, сущность процесса адаптации в антенных решетках при подавлении помех состоит в том, чтобы автоматически определить направление прихода помехи, сформировать в этом направлении максимально глубокий провал в диаграмме направленности, чем скомпенсировать помеху на выходе адаптивной AP. Точность компенсации помехи зависит от отношения мощности помехи к шуму.

1.2.2 Диаграмма направленности антенной решетки при использовании широкополосного сигнала

Основным принципом формирования диаграммы направленности является формирование луча в направлении цели при подавлении сигналов со стороны направлений прихода AP. Адаптивные антенны на полностью пространственных фильтрах ограничены по полосе частот. Для узкополосных сигналов разность времен прихода на разные антенные элементы может интерпретироваться как фазовый сдвиг между принятыми сигналами на разных элементах AP φ_i . Управление диаграммой направленности возможно с помощью фазовращателей и

цифровых линий задержки [22, 105]. Применение фазовращателей и линий задержки эквивалентно в случае узкополосного сигнала:

$$\dot{u}_{Ai}(t - t_i) = \dot{u}_A(t) \exp(j\varphi_i(\theta_s)),$$

где $\dot{u}_A(t)$ – выходной сигнал произвольного элемента АР, $t_i = t_3 + \Delta t_i = t_3 + (i-1)d \sin \theta_s / c$ – время прихода сигнала на i -ый элемент линейной антенной решетки (ЛАР), t_3 – время прихода волны на 1-ый элемент антенной решетки, $\varphi_i(\theta_s) = 2\pi(i-1)d/\lambda \sin \theta_s$ – фазовые сдвиги, зависящие от направления прихода сигнала θ_s .

При узкополосном сигнале совокупность сигналов на выходе АР, принятых I -элементной АР, можно записать в виде:

$$\mathbf{u}_A(t) = \text{Re} \left(\dot{\mathbf{u}}_A(t) \right) = \text{Re} \left[\dot{u}_A(t - t_1), \dots, \dot{u}_A(t - t_I) \right]^T = \text{Re} \dot{u}_A(t) \dot{\mathbf{f}}(\theta_s), \quad (1.11)$$

где $\dot{\mathbf{f}}(\theta_s)$ – комплексный вектор, описывающий фазовую направленность АР:

$$\dot{\mathbf{f}}(\theta_s) = \left[1, \exp(j\varphi_2(\theta_s)), \dots, \exp(j\varphi_I(\theta_s)) \right]^T.$$

Сигнал считается узкополосным в пространственно-временном смысле [61], если интервал корреляции его комплексной огибающей (для сигналов без внутриимпульсной модуляции – длительность) существенно больше интервала между моментами прихода сигнала на максимально удалённые элементы АР. Для узкополосных в пространственно-временном смысле сигналов выполняется факторизация сигналов (1.11).

По мере расширения спектра сигнала различие в (1.11) увеличивается, задержку времени прихода сигнала на различные элементы АР нельзя свести к фазовому сдвигу, и вектор принятого сигнала принимает вид:

$$\dot{\mathbf{u}}_A(t) = \left[\dot{u}_A(t - \Delta t_1), \dots, \dot{u}_A(t - \Delta t_I) \right]^T.$$

Для широкополосных в пространственно-временном смысле сигналов нельзя пренебречь разностью фаз принятых комплексных огибающих. Для факторизации

такого сигнала необходимо вводить в каждый приемный элемент АР выравнивающие линии задержки:

$$\begin{aligned} \dot{u}_{Ai}(t - t_i) &= \dot{u}_i(t - t_{zi} - \Delta t_i) \exp(j\omega(t - t_{zi} - \Delta t_i)) = \\ &= \dot{u}_i(t - \Delta t_{\max}) \exp(j\omega(t - \Delta t_{\max})), \end{aligned}$$

с величиной задержки $t_{zi} = \Delta t_{\max} - \Delta t_i$, где $\Delta t_{\max} = (I - 1)d \sin \theta_s / c$.

Таким образом, традиционное управление лучом при помощи фазовращателей уступает место алгоритмам широкополосного диаграммообразования посредством линий задержки [105] или КИХ фильтра во временной области, который может формировать независимую частотную характеристику для компенсации фазового сдвига принятого сигнала и подавления помех путем пространственно-временной фильтрации [54, 65, 89]. Другим способом является формирование широкополосной диаграммы направленности в частотной области [9, 54].

В современных радиотехнических системах большую роль играют технологии цифровой обработки сигналов, а наиболее значимым в настоящее время является вопрос цифрового диаграммообразования.

Если в аналоговых решётках при приеме широкополосных сигналов используются линии задержки, компенсирующие разность хода электромагнитной волны до элементов решётки [9], то в цифровых решётках реализация задержек не составляет трудности, поскольку сводится к своевременной выборке отсчётов сигнала из запоминающего устройства. Однако при этом возникает проблема, связанная с необходимостью реализации задержек, отличных от шага дискретизации. Частота дискретизации согласно теореме отсчётов осуществляется в соответствии с шириной спектра полезного сигнала. Так задержки цифрового сигнала между соседними элементами антенной решетки с целью формирования ДН при значении несущей частоты 3 ГГц должны составлять величины порядка единиц пикосекунд. Один из способов решения этой проблемы заключается в искусственном повышении частоты следования отсчётов путем интерполяции [105]. Вторым способом является реализация малых задержек путем умножения

ДПФ-спектра сигнала на комплексный множитель, аргумент которого линейно зависит от частоты [23, 25, 53].

Как отмечается в литературе по адаптивной обработке в антенных решётках [42, 54, 65, 88, 96, 97], основной проблемой подавления широкополосных помех является зависимость положения нулей синтезируемой диаграммы АФАР не только от направления прихода сигнала, но и от его частоты [56, 96]. При подавлении широкополосной АП с использованием алгоритмов расчета весовых коэффициентов, ориентированных на узкополосную помеху на центральной частоте f_0 , нуль ДНА будет в правильном угловом положении только на центральной частоте f_0 и будет отклоняться от точки подавления для других частот в полосе. В связи с этим почти вся мощность АП пройдет через адаптивный фильтр, за исключением очень узкой полосы вокруг центральной частоты f_0 . Адаптивная решётка, ориентированная на узкополосный сигнал, не может сформировать достаточно глубокие нули ДНА, соответствующие всем частотным точкам широкополосной помехи. В [96] показано, подавление широкополосной помехи с использованием адаптивных алгоритмов в нескольких частотных диапазонах обеспечивает наиболее эффективное её ослабление. Поэтому необходимо оптимизировать параметры решётки как по углу прихода помехи, так и по частоте, т.е. применение пространственно-частотной обработки. Обобщённую схему пространственно-частотной обработки широкополосного сигнала можно представить в виде двух вариантов структуры, которые реализуются в частотной, либо временной областях.

Пространственно-частотная обработка во временной области заключается в усложнении чисто пространственной обработки путем замены весовых коэффициентов на выходах элементов АР на частотные фильтры (см. рисунок 1.7). Обычно используют трансверсальные фильтры. Степень подавления помехи зависит от порядка фильтров.

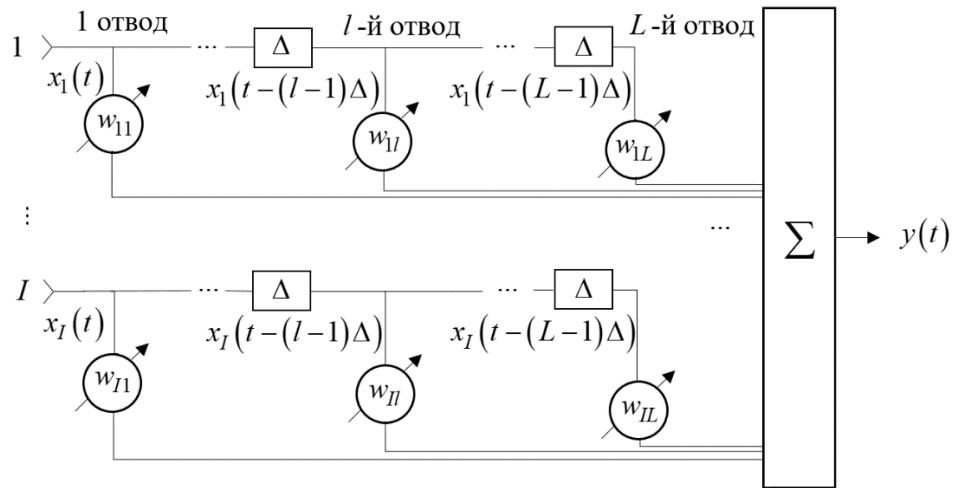


Рисунок 1.7 – Обработка сигнала в широкополосной АФАР во временной области

Пространственно-частотная обработка в частотной области, обеспечивающей широкополосное подавление, представляет собой разбиение общей полосы частот на несколько поддиапазонов (см. рисунок 1.8), после чего производят адаптивную узкополосную обработку сигналов в каждом поддиапазоне отдельно [54, 65, 88].

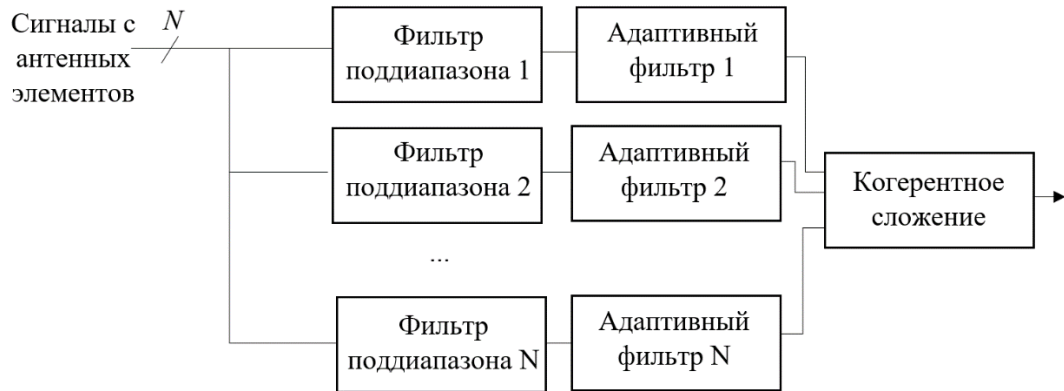


Рисунок 1.8 – Обработка сигнала в широкополосной АФАР в частотной области

Отмечается в [96], что подавление помехи в диапазонах является более эффективным решением, чем использование трансверсальных фильтров. Общий диапазон частот разбивается на поддиапазоны с использованием фильтров с неперекрывающимися прямоугольными амплитудно-частотными характеристиками (АЧХ). Сигналы с их выходов являются некоррелированными и поэтому оптимальные параметры адаптивных фильтров могут подбираться

независимо друг от друга. В качестве проблемы в [96] указывается перекрытие АЧХ диапазонных фильтров (при малом их порядке) и, как следствие, корреляция сигналов на их выходах. Поэтому частная оптимизация коэффициентов каждого поддиапазона для подавления помехи может не обеспечивать максимизации подавления помехи системой в целом.

Для борьбы с широкополосными помехами применяется сравнительно новая технология *Stretch processing* [101, 102], основанная на использовании линейной связи между моментом времени и текущей частотой сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). При смешивании двух ЛЧМ сигналов с одинаковой скоростью перестройки частоты, после согласованной фильтрации получаем синусоиду частоты, зависящей от смещения по времени между этими ЛЧМ сигналами. В каждом канале помеха демодулируется с использованием излучённого сигнала, в результате чего устраняется линейной частотной модуляции принятого колебания, т.е. сигнал на выходе представляет собой сигнал одной некой промежуточной частоты, связанной с задержкой принятого сигнала, относительно излученного. Для широкополосной помехи *Stretch processing* эквивалентен смещению фильтра по частоте в соответствии с законом модуляции. Недостатком данного подхода является необходимость пересчета весовых коэффициентов в течение времени обработки сигнала, поскольку функция взаимной корреляции между сигналами на выходе каналов при данной обработке не является стационарной.

Таким образом тенденция развития РТС в направлении применения ШПС приводит к необходимости учёта ширины спектра зондирующего и отраженного сигналов при построении антенных решёток и алгоритмов обработки таких сигналов.

1.2.3 Пространственно-временная обработка

При не слишком широкой частотной полосе сигнала значения огибающей на всех элементах приемной антенны практически одинаковы. При этом оптимальная обработка при радиоприеме разделяется на временную и пространственную. Ранее описанные подходы к обработке сигналов в РТС с ЦАР в присутствии активных

помех, направленные на оптимизацию характеристик направленности антенны, описывали процедуру пространственной обработки. Для узкополосного сигнала пространственную обработку дополнительно можно повысить путем применения временной обработки, например, корреляционной [3, 4]. При приеме широкополосного сигнала необходимо оптимизировать параметры решётки как по углу прихода помехи, так и по частоте, как было описано ранее.

При широкополосном в пространственном смысле сигнале такого разделения сделать не удастся. Поэтому адекватным способом радиоприема становится представление сигнала как пространственно-временного процесса.

Оптимальным алгоритмом обработки, обладающим наилучшими характеристиками, является алгоритм на основе метода максимального правдоподобия. Решение о наличии или отсутствии сигнала на входе антенной решетки принимается путем вычисления отношения правдоподобия или его логарифма. Алгоритм обнаружения сигнала можно представить в виде:

$$\mathbf{U}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{S} \begin{cases} \geq Z_{\Pi} \rightarrow \text{сигнал есть } (\gamma_1), \\ < Z_{\Pi} \rightarrow \text{сигнала нет } (\gamma_0), \end{cases}$$

где Z_{Π} – порог обнаружения, \mathbf{R} – корреляционная матрица пространственно-временных помех и шумов, \mathbf{U} и \mathbf{S} – вектора пространственно-временных наблюдаемого процесса и полезного сигнала соответственно. Размер векторов \mathbf{U} и \mathbf{S} определяется числом элементов АР для ЛАР и ПАР:

$$N = K \times I$$

$$N = K \times I \times J,$$

где K – число временных отсчетов, I и J – число элементов в строке и столбце антенной решетки. Если $K = 400$, $I = 70$, $J = 70$, то размер векторов $N = 196 \cdot 10^4$ для плоской АР и $N = 2,8 \cdot 10^4$ для ЛАР, что делает при существующих вычислительных возможностях, неразрешимым обращение корреляционной матрицы \mathbf{R} размера $N \times N$ в рабочих режимах РТС. Подробнее данный алгоритм будет рассмотрен в главе 3.

В [55, 100] приведен подход к обработке сигналов ЛАР, рассматриваемых как пространственно-временные процессы, представляющий собой адаптивную двумерную согласованную фильтрацию. Коэффициент передачи пространственно-временного фильтра, согласованного с сигналом (ПВСФ), определяется выражением:

$$\dot{K}(\omega_t, \omega_x, \theta_c, \boldsymbol{\theta}_n) = \frac{\dot{S}^*(\omega_t, \omega_x, \theta_c) e^{-j(\omega_t \tau_u + \omega_x x_m)}}{\sqrt{G_\Sigma(\omega_t, \omega_x, \boldsymbol{\theta}_n)}},$$

где $\dot{S}^*(\omega_t, \omega_x, \theta_c)$ – двумерный спектр полезного сигнала, зависящий от ожидаемого угла прихода сигнала θ_c , $G_\Sigma(\omega_t, \omega_x, \boldsymbol{\theta}_n)$ – двумерная спектральная плотность мощности (СПМ) суммы помех, включая тепловые шумы, зависящая от углов прихода активных помех $\boldsymbol{\theta}_n = \|\theta_{n1}, \theta_{n2}, \dots, \theta_{nv}\|$, $v = \overline{1, V}$, V – количество активных помех, τ_u – длительность сигнала, x_m – размер антенной решетки. Адаптация фильтра заключается в предварительной оценке СПМ помехи. Выходной сигнал пространственно-временного фильтра формируется в спектральной области. Для дальнейшего его использования в работе РТС выполняется обратное преобразование Фурье, в результате которого образуется выходной пространственно-временной сигнал с ослабленным действие активных помех и тепловых шумов приемных устройств.

В силу пространственного распределения источников помех и сигналов, а также пространственного положения элементов антенной решетки, в данной работе перспективным считается представление сигналов и помех как пространственно-временных функций [62], что позволяет сформулировать цель и основные задачи исследования.

Целью работы является исследование применения принципов многомерной обработки при обнаружении широкополосных импульсных сигналов в РТС с ЦАР на фоне активных помех.

Основные задачи исследования:

1. Анализ математического описания сигналов и помех в РТС с ЦАР как многомерных пространственно-временных процессов, в том числе спектральный анализ пространственно-временных сигналов.
2. Исследование корреляционных характеристик спектров пространственно-временных помех.
3. Разработка алгоритмов пространственно-временной обработки при обнаружении сигналов на фоне активных помех и тепловых шумов для случаев приема полностью известного сигнала и сигнала со случайной начальной фазой.
4. Разработка моделирующей программы для проведения статистической оценки качества предложенных алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов на фоне активных помех и тепловых шумов.
5. Проведение сравнительного анализа эффективности разработанных и известных алгоритмов обработки при обнаружении сигналов с использованием методов статистического моделирования.

1.3 Структурная схема приема-передающего модуля цифровой антенной решетки

Ранее были описаны основные существующие подходы к обработке сигналов в РТС с антенными решетками. Настоящая работа направлена на исследование радиоприема и обработки широкополосных импульсных сигналов на фоне активных помех в системах с цифровыми антенными решетками на основе принципов статистической обработки многомерных сигналов. Таким образом, на вход устройства обработки поступает многомерный пространственно-временной процесс: двумерный на линейной антенной решетке, трехмерный на плоской антенной решетке.

Моделировать сигналы и помехи, а также синтезировать оптимальные процедуры радиоприема, и осуществлять их моделирование необходимо, пользуясь соответствующими математическими моделями многомерных сигналов.

Для этого полагаем, что структурная схема РТС в режиме радиоприема состоит из однотипных приемо-передающих модулей (ППМ) имеющих вид, представленный на рисунке 1.9.

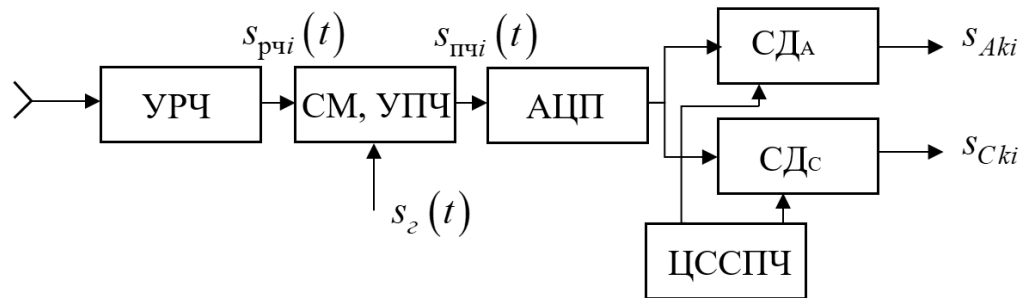


Рисунок 1.9 – Структурная схема приемного модуля

Прием осуществляется в супергетеродинном приемном модуле, на рисунке показан i -й канал. Сигналы на выходе усилителя радиочастоты (УРЧ) $s_{рчи}(t)$, смесителя (СМ) и усилителя промежуточной частоты (УПЧ) $s_{пчи}(t)$ и синхронных детекторов (СД) $s_{Аки}$ и $s_{Ски}$ являются функциями времени t , а также определяются номером канала i . Преобразование сигнала в цифровую форму выполняется в канальном АЦП на промежуточной частоте, все остальные процессы осуществляются в цифровой форме. Сигнал гетеродина $s_2(t)$ является общим для всех каналов РТС. Цифровой синтезатор опорного сигнала промежуточной частоты (ЦССПЧ) вырабатывает опорные гармонические колебания, обеспечивающие формирование вещественной $s_{Аки}$ и мнимой $s_{Ски}$ составляющих комплексной огибающей. ЦССПЧ также является общим для всех каналов РТС.

Совокупность сигналов в различных точках приемного тракта РТС с ЛЦАР, рассматриваемых совместно во всех I каналах радиоприема, образует пространственно-временной двумерный сигнал. Для РТС с ПЦАР Пространственно-временной сигнал (ПВС) образуется совокупностью сигналов в различных точках приемного тракта, рассматриваемых совместно во всех $I \times J$ каналах радиоприема, образует пространственно-временной трехмерный сигнал.

В следующей главе будет дан анализ ПВС в различных точках структурной схемы приемных модулей:

- на выходе антенной решетки,
- ПВС после преобразования частоты (на промежуточной частоте),
- сигналы на «нулевой» частоте (комплексные огибающие ПВС).

Анализ показывает наличие особенностей у перечисленных типов сигналов, их изучение, существенное само по себе, необходимо для обоснования применяемого метода математического моделирования, построения алгоритма и рабочей программы моделирования [62].

Выводы по первой главе

1. Существующие подходы к обработке сигналов, поступающих на АР, направлены на решение задачи оптимизации вектора комплексных весовых коэффициентов, а основная обработка происходит в пространственной области ввиду различия направлений прихода полезных сигналов и помех. Для их нахождения требуется оценка корреляционной матрицы помех и ее обращение. Прямая оценка и обращение данной матрицы на практике невозможна ввиду большого порядка матрицы и ее плохой обусловленности. В связи с этим в литературе рассматриваются различные способы оценки корреляционной матрицы помехи. При этом во многих случаях не учитывается широкополосный характер сигналов, и обработка ориентирована на их узкополосный характер.

2. Алгоритмы адаптивной пространственной обработки, ориентированные на узкополосный характер процессов, не подходят обработки широкополосных сигналов и подавления широкополосных помех, поскольку не могут сформировать достаточно глубокие нули ДНА, соответствующие всем частотным точкам широкополосной помехи. Для таких сигналов необходимо оптимизировать параметры решётки как по углу прихода помехи, так и по частоте, а обработка становится пространственно-частотной.

3. Рассмотрены подходы к пространственно-временной обработке сигналов. Один из новых подходов основан на адаптивной двумерной пространственно-

временной фильтрации. При этом фильтр является согласованным с полезным пространственно-временным сигналом.

4. Проведенный анализ позволяет сделать вывод о необходимости развития подходов к описанию и обработке широкополосных сигналов в РТС с ЦАР, опирающихся на многомерный характер формируемых процессов на антенной решетке.

5. Рассмотрена структурная схема ППМ ЦАР, на совокупности которых происходит формирование сигнала как пространственно-временного процесса. Определены основные точки схемы ППМ, в которых в дальнейшем будет проведен более подробный анализ сигналов.

Глава 2 МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ СИГНАЛОВ, ФОРМИРУЕМЫХ НА АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

2.1 Постановка задачи

В радиосистемах локации, связи и навигации информация о наблюдаемом объекте извлекается в результате анализа электромагнитного поля в некоторой области пространства. Магистральным направлением развития радиолокационных систем обзора является применение в них антенных решеток, к числу достоинств которых относится возможность ослабления активных помех за счет формирования диаграмм направленности антенны специального вида. Надежность обнаружения объектов в РТС с антенными решетками зависит в значительной степени от методов формирования и обработки сигналов.

Фронт волны, проходящей от точечного объекта, в общем случае сферический, но в данном исследовании рассматривается случай, когда соотношение дальности до объекта R , размеры антенной решетки D и длина волны λ связаны соотношением: **Equation Chapter 2 Section 2**

$$R > \frac{2D^2}{\lambda},$$

таким образом, объект находится в дальней зоне [67], что поясняется рисунком 2.1. При расположении объекта (точка Ц) в дальней зоне кривизной волнового фронта можно пренебречь, а лучи, проведенные из начала системы координат, расположенной в центре излучающей системы, в точку наблюдения Ц дальней зоны, параллельны.

Приемная антенна преобразует воздействующее электромагнитное поле в пространственно-временные электрические сигналы, в результате обработки которых получают радиолокационную информацию. Первичная обработка радиолокационной информации включает в себя в первую очередь обнаружение полезного сигнала объекта в шумах и помехах. Существующие методы обработки обладают рядом проблем, например, высокой размерностью матричных

преобразований [3, 4, 46, 54, 65, 88]. Основные усилия, направленные на преодоление указанной проблемы, основываются на использовании различных приближений [27, 87, 94, 96, 99, 107]. Кроме того, как было отмечено в главе 1, адаптивные фазированные решетки, ориентированные на прием узкополосного сигнала, не могут сформировать в диаграмме направленности достаточно глубокие нули, необходимые для подавления широкополосной помехи.

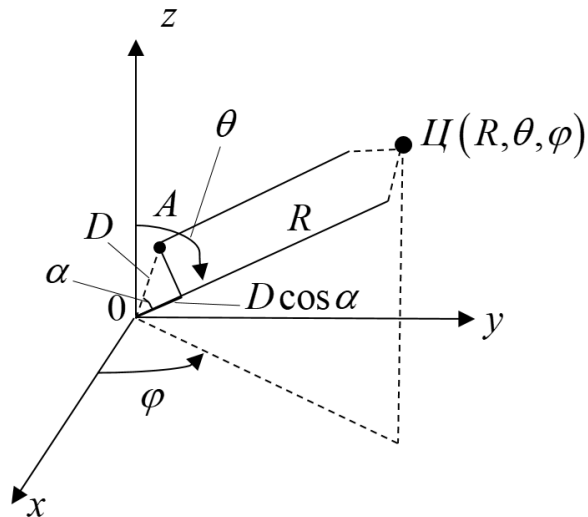


Рисунок 2.1 – Электромагнитное поле при расположении объекта в дальней зоне

Использование в антенной технике цифровой обработки сигналов позволяет сократить время на формирование радиолокационных изображений целевой обстановки и обрабатывать радиолокационную информацию программными средствами. Развитие цифровых антенных решеток в РТС главным образом основано на том, что цифровая обработка сигналов позволяет с высокой точностью реализовать разнообразные алгоритмы обработки сигналов в реальном времени.

Основное внимание направлено на исследование сигналов, являющихся функциями нескольких переменных – одной временной и, в зависимости от конструкции антенной решетки, нескольких пространственных. Таким образом, сигнал на линейной антенной решетке характеризуется зависимостью от двух аргументов – времени и координаты антенного элемента, и является двумерным. На плоской антенной решетке сигнал зависит от двух пространственных координат и времени, и является трехмерным пространственно-временным сигналом. В

данной главе рассматривается подход к описанию сигналов и помех в виде многомерных процессов, регистрируемых ЦАР, которые могут стать основой алгоритмов обработки сигналов.

2.2 Широкополосные в пространственно-временном смысле сигналы

На протяжении нескольких десятилетий интенсивно развиваются методы широкополосной радиолокации. Широкополосные и сверхширокополосные сигналы используют для обзора радиолокационной обстановки, в системах охраны, в системах передачи информации [60]. Выбор зондирующего сигнала влияет на разрешающую способность радиолокационных систем и точность при измерении дальности, разрешение целей по дальности и скорости, распознавание пространственно-распределенных целей. К ШПС можно отнести и шумовые сигналы [10]. Расширение спектра зондирующего сигнала способствует снижению эффективности воздействия активных шумовых помех [17].

В классической радиотехнике принято разделять сигналы на узкополосные и широкополосные. Сигнал считается узкополосным, если относительная ширина спектра сигнала:

$$\frac{\Delta f}{f_0} \ll 1,$$

где Δf – ширина спектра сигнала; f_0 – среднее значение частоты (значение несущей частоты сигнала).

Одним из способов повышения разрешающей способности и дальности действия РТС является использование сигналов с широким спектром путем введения внутриимпульсной модуляции. Сигналы, для которых произведение их длительности на ширину спектра значительно превышает единицу, называются сложными [63], а их база определяется выражением:

$$B = \tau_u \Delta f \gg 1, \quad (2.1)$$

где τ_u – длительность сигнала. Сигналы, удовлетворяющие данному условию, далее будем называть широкополосными во временном смысле (ШПС). Сигналы с базой $B \approx 1$ будем называть узкополосными во временном смысле (УПС).

Рассмотрим воздействие плоской электромагнитной волны (рисунок 2.2) на систему излучателей на примере линейной эквидистантной цифровой антенной решетки с I элементами.

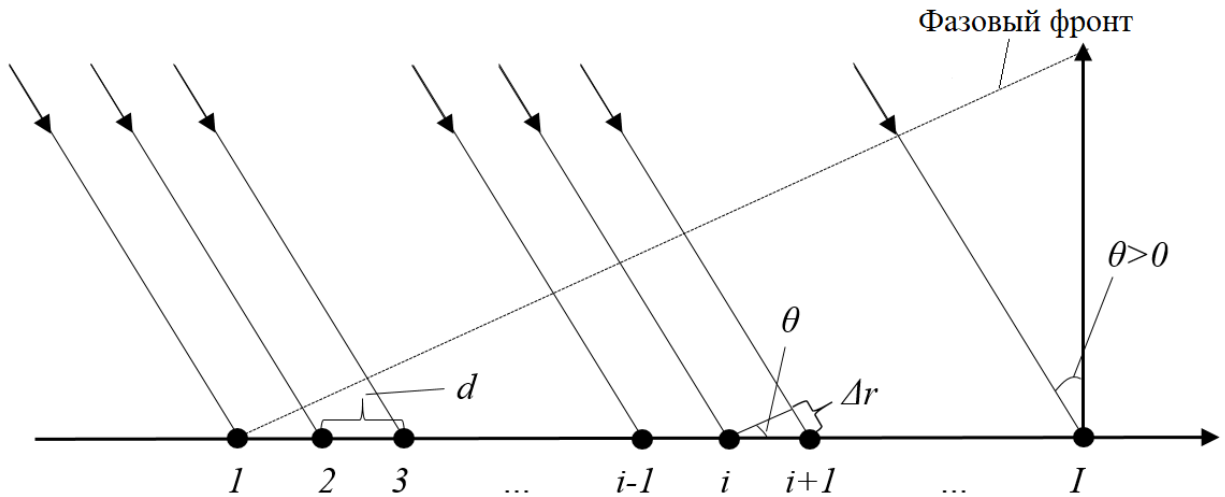


Рисунок 2.2 – Формирование пространственно-временного сигнала на линейной антенной решетке при $\theta > 0$

Поскольку фронт волны плоский, разность хода лучей определяется выражением:

$$\Delta r = d \sin \theta,$$

где d – расстояние между элементами антенной решетки; $\lambda = c/f_0$ – длина волны; θ – угол прихода волны.

Для ненаправленных излучателей антенной решетки расстояние между парой соседних элементов обычно принимается меньше длины волны генератора $d \leq \lambda$ для получения одного главного лепестка излучения [6]. При большем расстоянии на диаграмме направленности появляются дифракционные лепестки. При расстоянии между элементами антенной решетки $d = \lambda/2$ паразитные дифракционные максимумы полностью отсутствуют. В рассмотренных далее задачах расстояние между парой соседних элементов принято равным половине длины волны несущего колебания.

Временная задержка между двумя соседними элементами антенной решетки равна:

$$\tau_0 = \frac{d \sin \theta}{c} = \frac{\lambda \sin \theta}{2c} = \frac{\sin \theta}{2f_0}, \quad (2.2)$$

и, очевидно, время прихода волны t_i на i -ый элемент антенной решетки определяется как

$$t_i = t_3 + \Delta t_i = t_3 + (i-1)\tau_0, \quad (2.3)$$

где t_3 – время прихода волны на 1-ый элемент антенной решетки, определяемое дальностью до источника излучения (для простоты далее примем $t_3 = 0$), Δt_i – время запаздывания фронта волны на i -ом элементе антенной решетки относительно первого элемента. Максимальное время запаздывания:

$$\Delta t_{\max} = (I-1)\tau_0.$$

Численные значения задержек малы, например, при значении несущей частоты $f_0 = 3$ ГГц величина задержек не превышает $|\tau_0| \leq 1,6667 \cdot 10^{-10}$ с.

УПС в общем случае может быть описан общим выражением вида:

$$u_A(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \psi(t) - \varphi_0), \quad (2.4)$$

где $U(t)$ и $\psi(t)$ – законы амплитудной и фазовой модуляции сигнала; ω_0 – несущая частота; φ_0 – начальная фаза. Считаем, $\varphi_0 = 0$.

Выражение (2.4) можно представить с использованием комплексной огибающей сигнала:

$$u_A(t) = \operatorname{Re} \left(\dot{u}_A(t) \right) = \operatorname{Re} \left[U(t) e^{j(\omega_0 t + \psi(t) + \varphi_0)} \right] = \operatorname{Re} \left[\dot{u}(t) e^{j\omega_0 t} \right], \quad (2.5)$$

где $\dot{u}(t) = U(t) e^{j\psi(t)}$ – комплексная огибающая сигнала $\dot{u}_A(t)$.

В общем случае имеем на ЛЦАР $u_{Ai}(t)$, $i=1, I$ – временные сигналы на выходах антенных элементов. Пространственный сигнал образуется в любой фиксированный момент времени t совокупностью отсчетов на всех элементах ЛЦАР.

Выходной сигнал произвольного элемента антенной решетки можно записать в виде:

$$\dot{u}_{Ai}(t) = \dot{u}(t - (i-1)\tau_0) e^{j\omega_0(t - (i-1)\tau_0)}. \quad (2.6)$$

Сигнал (2.6), формируемый на антенной решетке, имеет не только временную функциональную зависимость от аргумента t , но и зависимость от пространственного аргумента $(i-1)\tau_0$.

Факторизация ПВС (2.6) на пространственную и временную составляющие возможна не всегда. Из выражения (2.6) видно, что как фаза несущей частоты, так и временной сдвиг комплексной огибающей зависят от угла прихода волны и координаты прихода волны на раскрыв антенны (т.е. номера антенного элемента i). В общем случае представление комплексной огибающей в виде сомножителей недопустимо, но если изменения $U(t)$ и $\psi(t)$ незначительны за время $(I-1)\tau_0$, то такой сигнал узкополосный в пространственном смысле и (2.6) принимает вид

$$\dot{u}_{Ai}(t) = \dot{u}(t) e^{j\omega_0 t} e^{j\omega_0(i-1)\tau_0}. \quad (2.7)$$

Согласно (2.7), сигналы на различных элементах антенной решетки различаются лишь временными задержками, зависящими от направления прихода сигнала. Условие широкополосности в пространственном смысле можно определить через разницу фазовых набегов на крайних элементах ЛЦАР:

$$\Delta\psi_{\max} - \Delta\psi_{\min} = 2\pi\Delta f\tau_0(I-1) \ll 2\pi. \quad (2.8)$$

При условии (2.8) значения комплексной огибающей на всех приемных элементах антенной решетки не меняется, а сигнал является узкополосным в пространственном смысле (УПСПС).

В общем случае скорость изменения комплексной огибающей определяется корреляционной функцией и энергетическим спектром сигнала, а именно эффективной длительностью корреляционной функции $\tau_{\text{эф}}$ и эффективной шириной спектра $\Delta f_{\text{эф}}$ [40], соответственно, то условие факторизации ПВС можно представить в виде

$$\tau_{\text{эф}} \gg (I-1)\tau_0, \quad (2.9)$$

или

$$\Delta f_{\text{эф}} \ll \frac{1}{(I-1)\tau_0} = \Delta f_A, \quad (2.10)$$

где Δf_A - полоса пропускания антенны, в фазированных антенных решетках полоса пропускания определяется частотным отклонением луча на величину, равную половине ширины главного лепестка диаграммы направленности [66].

С учетом (2.9) и (2.10) сигнал (2.6) становится разделимым

$$\dot{u}_{Ai}(t) = \dot{u}(t) e^{j\omega_0 t} e^{j\varphi_i(\theta)}, \quad (2.11)$$

где $\varphi_i(\theta) = \frac{2\pi d}{\lambda}(i-1)\sin\theta$ – фазовые сдвиги на линейной антенной решетке. Такой сигнал является УПСПС, и обработка такого сигнала преобразуется в последовательную пространственную и временную обработку (или наоборот) [57]. Очевидно, что пространственная обработка УПСПС (2.11) сводится к оптимизации характеристик направленности антенны. Как правило, радиосигналы без расширения спектра принадлежат к числу УПСПС. Так, например, при поступлении импульсного сигнала длительности τ_u на ЛЦАР длиной $l_{ЛЦАР} = 3$ м с угла $\theta = 90^\circ$, разность задержек на крайних элементах составляет 10^{-8} с. Условие широкополосности будет выполняться, если $\tau_u < (I-1)\tau_0$. В случае ШПС переход сигнала в число широкополосного в пространственном смысле сигнала (ШПСПС) определяется параметрами модуляции, приводящей к расширению спектра.

Рассмотрим условия, при которых ШПС типа импульсного сигнала с линейным изменением частоты следует рассматривать как сигнал, широкополосный в пространственном смысле. ЛЧМ сигнал имеет следующие параметры: несущая частота $f_0 = 3$ ГГц, девиация частоты $f_\delta = 100$ МГц, длительность $\tau_u = 1$ мкс. ЛЧМ сигнал поступает на линейную антенную решетку с 70 антенными элементами. База такого сигнала равна $B = 100$, а относительная ширина спектра составляет величину $f_\delta/f_0 \approx 0,03$. Время распространения сигнала вдоль антенны при угле прихода волны $\theta = 90^\circ$ составляет величину $\tau_{\max} = (I-1)\tau_0 \approx 10^{-8}$ с. Динамика изменения комплексной огибающей оценивается временем $f_\delta^{-1} \approx 10^{-8}$ с, что совпадает с временем распространения сигнала вдоль антенны. Следовательно, такой сигнал необходимо рассматривать в качестве

ШПСПС. При других углах относительные задержки уменьшаются, и эффективная длительность сигнала при обозначенных параметрах превышает относительную задержку сигнала.

Сигнал, не удовлетворяющий условиям (2.8) – (2.10), является ШПСПС. Если сигнал является ШПС, согласно (2.1), это не означает его широкополосность в пространственном смысле. Отнесение сигнала к сигналу ШПСПС зависит от частотной полосы спектра сигнала, размеров антенной решетки и направления прихода сигнала. Например, любой ШПС, поступающий на антенную решетку с направления $\theta = 0^\circ$, следует рассматривать как УПСПС. В противоположном случае, УПС, поступающая на антенную решетку достаточно большого размера, следует относить к числу ШПСПС.

В частном случае ШПСПС можно факторизовать, если плоская электромагнитная волна из дальней зоны поступает на все элементы антенной решетки одновременно и нет задержки огибающей сигнала при его распространении на крайних элементах решетки, что возможно либо при приеме сигнала, падающего перпендикулярно антенной решетке, либо имеются выравнивающие линии задержки (рисунок 2.3), т.е. сигналы в каждом антенном элементе задержаны одинаково на величину

$$t_{zi} = (I - i)\tau_0.$$

При приеме сигнала с известного направления на фоне белого шума его обработка может быть всегда разделена на пространственную и временную [57]. Но при этом, обработку полезного сигнала, принимаемого вместе с активными широкополосными помехами, находящимися на направлениях, отличных от направления полезного сигнала, разделить не удастся. Для таких случаев следует рассматривать сигналы и помехи как пространственно-временные колебания, а для их обработки использовать алгоритмы многомерной цифровой обработки.

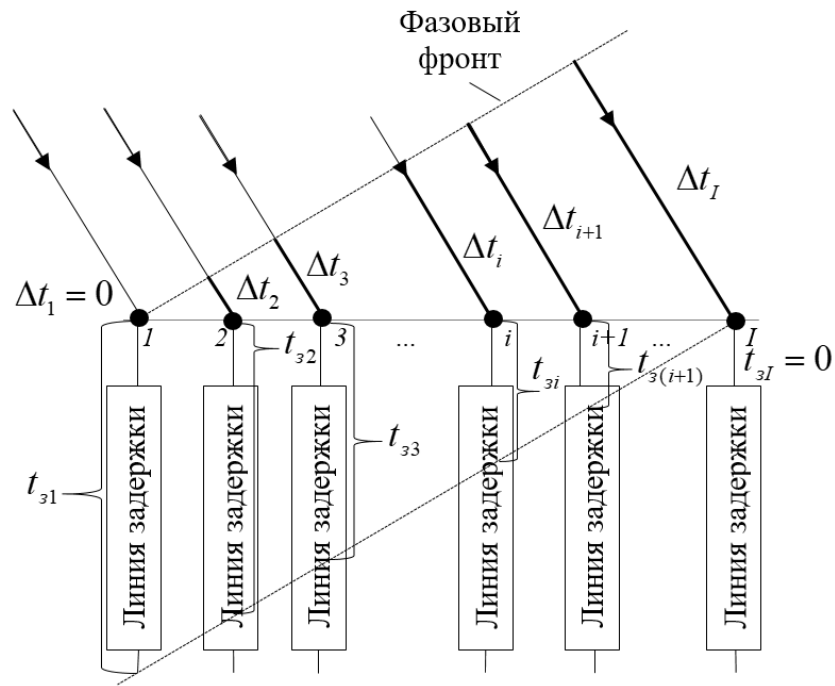


Рисунок 2.3 – Принцип действия антенной решетки с линиями задержки

2.3 Спектральный анализ пространственно-временных сигналов и помех в радиотехнических системах с линейными цифровыми антенными решетками

Прием сигналов всегда сопровождается воздействием помех различного рода. Задача обнаружения сигнала при наличии помех заключается в том, чтобы по результатам обработки наблюдаемого колебания принять решение, является ли оно только помехой, либо представляет собой смесь помехи и полезного сигнала. Кроме того, прием полезного сигнала и помех всегда производится на фоне шумов. Эти шумы обычно представляют собой внутренний шум приемных устройств и фоновый шум среды [14]. Рассмотрим подробнее вопрос формирования пространственно-временного колебания для антенной решетки на примере ЛЦАР. В качестве ЛЦАР рассматривается набор линейно и эквидистантно расположенных в пространстве антенных элементов. Считаем, что данные антенные элементы изотропны.

Как было показано ранее, формируемый сигнал (2.6) зависит от двух аргументов, представляющих собой текущее время t и пространственную координату, определяемую номером приемного элемента i ЛЦАР (см. рисунок

2.2). Считаем фронт поступающей волны на антенну плоским. Сигналы на различных элементах антенной решетки отличаются временными сдвигами (2.3), зависящими от направления прихода волны. Временная задержка между двумя соседними элементами ЛЦАР определяется выражением (2.2), а временной полезный сигнал и помеха в общем случае могут быть описаны общим выражением вида (2.5), где случайные (или модулирующие) процессы $U(t)$ и $\psi(t)$ определяются видом полезного сигнала.

В общем случае на ЛЦАР имеем $u_i(t)$ – сигналы на выходах антенных элементов, $s_i(t)$ – полезные сигналы и $u_{ni}(t)$ – суммарные помехи на выходах антенных элементов

$$u_{ni}(t) = \sum_{k=1}^K u_{nki}(t) + \xi_{ui}(t),$$

где $u_{nki}(t)$ – k -ая активная помеха из K – источников активной помехи, $\xi_{ui}(t)$ – тепловые шумы антенных элементов ЛЦАР, $k = \overline{1, K}$, $i = \overline{1, I}$.

В любой момент времени t образуется пространственный сигнал как совокупность отсчетов на всех элементах ЛЦАР, и имеем вектор:

$$U = \|u_1, u_2, \dots, u_I\|^T,$$

где $u_i = u_i(t)$, $U = U(t)$.

Таким образом в любой фиксированный момент времени t на антенной решетке наблюдается пространственное колебание. Рассматривая множество моментов времени, получаем пространственно-временной сигнал – функцию временной координаты t и пространственной координаты i .

Колебание на первом элементе антенной решетки можно описать с помощью выражения (2.4). Тогда сигнал на любом антенном элементе с номером $i = \overline{1, I}$ имеет вид:

$$u_i(t) = U(t - (i-1)\tau_0) \cos(\omega_0(i-1)\tau_0 + \psi(t - (i-1)\tau_0)). \quad (2.12)$$

Все I сигналов в (2.12) фактически являются копиями одного и того же сигнала, однако их совокупность содержит информацию о направлении θ , которая

отсутствует в отдельных сигналах. Для качественного анализа можно заменить пространственную переменную i на непрерывную координату x , полагая $x = (i-1)d$, $x \in [-x_m/2, x_m/2]$, а выражение (2.12) примет вид:

$$u(t, x) = U\left(t - \frac{x}{d}\tau_0\right) \cos\left[\omega_0\left(t - \frac{x}{d}\tau_0\right) + \psi\left(t - \frac{x}{d}\tau_0\right)\right], \quad (2.13)$$

где $x_m = (I-1)d$ – линейный размер антенны. В точках $x = (i-1)d$ выражение (2.13) совпадает с (2.12), что дает возможность рассматривать сигнал (2.12) как результат пространственной дискретизации непрерывного ПВС (2.13), или выражение (2.13) как результат интерполяции дискретной функции (2.12). Физический смысл имеет непрерывно-дискретный сигнал (2.12).

Рассмотрим свойства сигнала и помехи, поступающие на ЛЦАР, описываемых выражениями (2.12) и (2.13) в фиксированный момент времени $t = \hat{t}$ и при известном направлении прихода колебаний, соответствующее углу θ . Выражение (2.13) примет вид:

$$u(\hat{t}, x) = U\left(\hat{t} - \frac{x}{d}\tau_0\right) \cos\left[\omega_0\left(\hat{t} - \frac{x}{d}\tau_0\right) + \psi\left(\hat{t} - \frac{x}{d}\tau_0\right)\right]. \quad (2.14)$$

Из (2.14) видно, что сигнал зависит только от пространственной переменной x , который содержит гармоническую составляющую вида $\cos\left[\omega_0\left(\hat{t} - \frac{x}{d}\tau_0\right)\right]$ и случайные (либо модулирующие, для полезного сигнала) процессы изменения амплитуды $U\left(\hat{t} - \frac{x}{d}\tau_0\right)$ и фазы $\psi\left(\hat{t} - \frac{x}{d}\tau_0\right)$, которые в любой фиксированный момент времени $t = \hat{t}$ изменяются, и величина этого изменения зависит от угла прихода θ . Следует отметить, что различия пространственного сигнала и пространственной помехи заключаются в детерминированном изменении амплитуды $U(\cdot)$ и фазы $\psi(\cdot)$ полезного сигнала и флюктуационном изменении амплитуды $U(\cdot)$ и фазы $\psi(\cdot)$ помехи. При этом для случайного процесс $U(\cdot)$ –

огибающая с нормальным распределением, а $\psi(\cdot)$ – фаза с равномерным на интервале $0 \dots 2\pi$ распределением.

Взаимосвязь временной и пространственной переменных, согласно (2.14), можно описать выражением:

$$t = \frac{x}{d} \tau_0 = \frac{x \sin \theta}{c}. \quad (2.15)$$

Как видно из (2.15), временная t и пространственная x переменные связаны парой преобразований:

$$\begin{aligned} t &= k_t x, \\ x &= k_x \cdot t, \end{aligned}$$

где k_t – коэффициент трансформации временной переменной в пространственную:

$$k_t = \frac{\tau_0}{d} = \frac{\sin \theta}{c}, \quad (2.16)$$

k_x – коэффициент трансформации пространственной переменной во временную:

$$k_x = \frac{1}{k_t} = \frac{c}{\sin \theta}. \quad (2.17)$$

В выражении и сигнала, и помехи (2.14) наиболее значимое влияние оказывает гармоническая составляющая, описываемая выражением:

$$u_-(\hat{t}, x) = \cos \left[\omega_0 \left(\hat{t} - \frac{x}{d} \tau_0 \right) \right]. \quad (2.18)$$

Среднюю нормированную частоту пространственных колебаний в (2.18) определяет параметр:

$$\omega_{n0} = 2\pi \frac{\sin(\theta)}{\lambda}, \quad (2.19)$$

или

$$f_{n0} = \frac{\sin(\theta)}{\lambda}. \quad (2.20)$$

Из выражений (2.14) и (2.19) определяется соотношение, определяющее трансформацию частоты ω_0 временных колебаний в частоту ω_{n0} пространственных колебаний:

$$\omega_{n0} = \frac{\omega_0 \tau_0}{d}. \quad (2.21)$$

Если расстояние между элементами линейной антенной решетки соответствует половине длины волны несущего колебания, то имеем частоту пространственных колебаний $\omega_{n0} = 2\pi \sin(\theta)/\lambda$.

Качественный вид функции (2.18) показан на рисунке 2.4 для нескольких углов прихода волны на ЛЦАР при $I = 70$ антенных элементах. При изменении угла θ изменяется пространственная частота колебаний сигнала и помехи. При угле $\theta = 0^\circ$ пространственный сигнал является постоянным на всей антенне. При угле $\theta = \pm 90^\circ$ частота колебаний ω_{n0} максимальна, пространственный период равен длине волны λ . Очевидно, размещение элементов на расстоянии $d = \lambda/2$ означает при $\theta = \pm 90^\circ$ «взятие двух отсчетов» на интервале одного периода, что, по теореме Котельникова, соответствует минимальной допустимой частоте «дискретизации» для восстановления непрерывной функции. При увеличении расстояния между элементами антенной решетки $d > \lambda/2$ при больших углах прихода волны фактически происходит нарушение теоремы Котельникова.

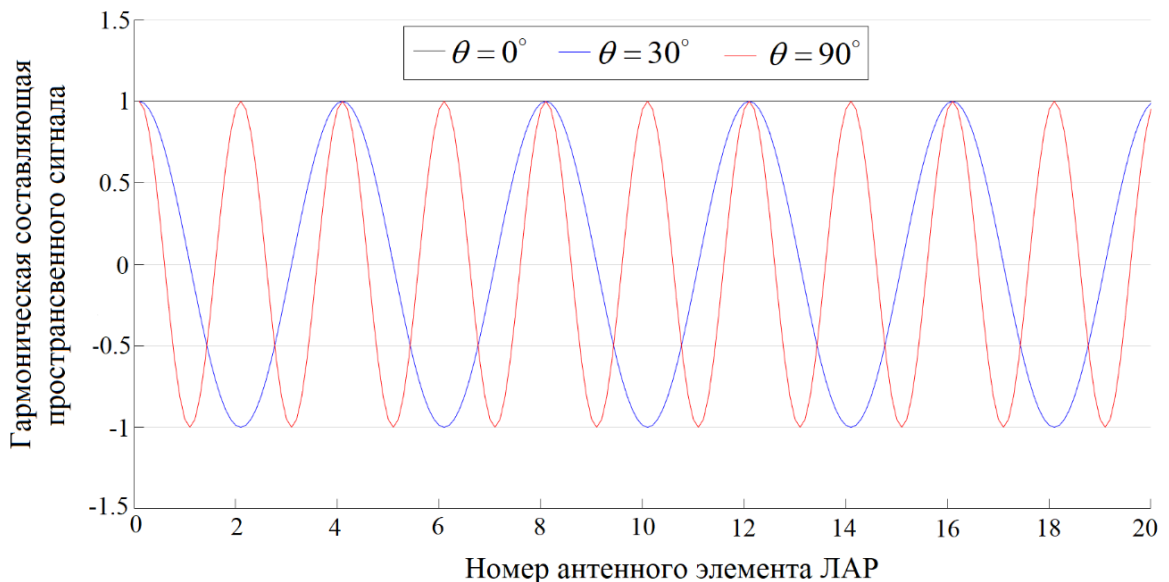


Рисунок 2.4 – Гармоническая составляющая пространственного сигнала на ЛЦАР

Таким образом, в каждый момент времени на ЛЦАР имеется квазигармонический пространственный сигнал. Тогда при последовательном

попадании на линейку пространственно-распределенных элементов различных участков широкополосного сигнала в дискретном спектре пространственного сигнала видно только одну частоту. Данное свойство удобно при наличии нескольких сигналов помехи с разными направлениями прихода. Данный характер сохраняется при рассмотрении пространственно-временного колебания.

На любом элементе антенны помеха имеет вид (2.4), а модулирующие составляющие $U(t)$ и $\psi(t)$ определяются видом характеристик радиоприемного устройства, а в частном случае видом полезного сигнала, если приемный тракт согласован с видом полезного сигнала. ШПС вида ЛЧМ представим в виде:

$$u(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t + b_t \left(t - \frac{\tau_u}{2} \right)^2 + \varphi_0 \right], \text{ при } 0 < t < \tau_u.$$

где $b_t = \frac{\pi f_\delta}{\tau_u}$ – скорость изменения частоты при ЛЧМ, τ_u – длительность импульсного сигнала, f_δ – девиация частоты. Здесь предполагаем, что огибающая имеет вид прямоугольной функции амплитуды U_0 . Данный сигнал в пространственно-временном представлении имеет вид:

$$u(t, x) = U_0 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{x}{d} \tau_0 \right) + b_t \left(t - \frac{x}{d} \tau_0 - \frac{\tau_u}{2} \right)^2 + \varphi_0 \right]. \quad (2.22)$$

Сигнал (2.22) в пространственном представлении (при $t = 0$, $\varphi_0 = 0$) с учетом (2.16) и (2.17) принимает вид:

$$u(x) = U_0 \cos \left(\omega_{n_0} x + b_x x^2 \right), \quad (2.23)$$

где b_x – скорость изменения пространственной частоты.

В любой момент времени t на ЛЦАР наблюдается временной отрезок сигнала, имеющего временную протяженность:

$$\Delta t = \tau_0 (I - 1) = \frac{d \sin \theta}{c} (I - 1).$$

Тот же отрезок сигнала имеет пространственную протяженность:

$$x_m = d (I - 1).$$

Длительность пространственного ЛЧМ сигнала определяется с учетом (2.17):

$$\tau_{ux} = \frac{c}{\sin \theta} \tau_u. \quad (2.24)$$

Пространственная частота колебаний определяется выражениями (2.19) и (2.20). Граничные частоты пространственного спектра ЛЧМ сигнала определяются выражениями:

$$f_{nB} = \left(f_0 + \frac{f_d}{2} \right) \frac{\sin \theta}{c},$$

$$f_{nH} = \left(f_0 - \frac{f_d}{2} \right) \frac{\sin \theta}{c}.$$

Пространственная девиация частоты на основе (2.20) определяется выражением:

$$f_{nd} = f_d \frac{\sin \theta}{c}.$$

Текущее значение пространственной частоты находится дифференцированием полной фазы пространственного ЛЧМ сигнала (2.23):

$$\omega_n(x) = \frac{d(\omega_{n0}x + b_x x^2)}{dx} = \omega_{n0} + 2b_x x. \quad (2.25)$$

Изменение частоты (2.25) на интервале пространственной длительности τ_{ux} представляет пространственную девиацию частоты:

$$f_{nd} = 2b_x x.$$

Скорость изменения пространственной частоты с учетом (2.24) находится выражением:

$$b_x = b_t \left(\frac{\sin \theta}{c} \right)^2. \quad (2.26)$$

Определим величину фазового набега на длине антенной решетки $\Delta \psi_{AP}$, обусловленного модуляцией:

$$\Delta \psi_{AP} = b_x [(I-1)x_m]^2. \quad (2.27)$$

При параметрах ЛЧМ сигнала $\tau_u = 1$ мкс, $f_0 = 3$ ГГц, $f_d = 100$ МГц и ЛЦАР с количеством антенных элементов $I = 70$ из (2.27) получаем $\Delta\psi_{AP} = 0,0132\pi$, откуда следует, что модуляция практически не «ощущается» на ЛЦАР, т.е. при последовательном попадании различных участков ЛЧМ сигнала на антенную решетку в дискретном спектре пространственного сигнала видно только одну частоту. В каждый момент времени антенная решетка «видит» только небольшую часть сигнала. На всей длительности сигнала величина фазового набег (2.8) на краях частотного спектра для выше заданных параметров и $\theta = \pm 90^\circ$ составляет величину $\Delta\psi_{\max} - \Delta\psi_{\min} \approx 2\pi$.

2.3.1 Пространственно-временные сигналы на несущей частоте

Как отмечалось ранее, на ЛЦАР формируется двумерное пространственно-временное колебание, и оно зависит от двух аргументов, представляющих собой временной аргумент t текущего времени и пространственный аргумент i , соответствующий номеру антенного элемента. Рассмотрим спектральные свойства данного пространственно-временного сигнала. Спектральный анализ многомерных сигналов является развитием спектрального анализа обычных временных сигналов [23, 59, 81].

Двумерный спектр непрерывного сигнала $u(t, x)$ находится при помощи двумерного преобразования Фурье:

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_x) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} u(t, x) e^{-j\omega_t t - j\omega_x x} dt dx, \quad (2.28)$$

где ω_t и ω_x – частоты, соответствующие временным и пространственным колебаниям и называемые далее временная и пространственная частота. В (2.28) пределы интегрирования ограничены размером антенной решетки x_m , а начало координат по пространственной переменной x находится в середине антенны. Сигнал в точке $x = 0$ представлен как $u(t, 0) = u(t)$ со спектром:

$$\dot{U}(\omega_t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-j\omega_t t} dt. \quad (2.29)$$

На первый взгляд имеем на ЛЦАР многомерный пространственно-временной процесс, но на каждом датчике присутствует одно и то же колебание. В произвольной точке x сигнал отличается от $u(t)$ временной задержкой τ_x :

$$u(t, x) = u(t - \tau_x), \quad (2.30)$$

где $\tau_x = \frac{x \sin(\theta)}{c} = k_t x$. Коэффициент трансформации k_t определяется выражением (2.16). Таким образом, в случае ЛЦАР получаем частный вид двумерного сигнала, что приводит к существенным особенностям в свойствах двумерного спектра [28, 29]. Подставляя (2.30) в (2.28) получаем спектр ПВС, а именно:

$$\begin{aligned} \dot{U}(\omega_t, \omega_x) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} u(t - k_t x) e^{-j\omega_t t - j\omega_x x} dt dx = \int_{-\infty}^{\infty} u(t_1) e^{-j\omega_t t_1} dt_1 \int_{-x_m/2}^{x_m/2} e^{-j(\omega_t k_t + \omega_x) x} dx = \dot{U}(\omega_t) x_m \frac{\sin[(\omega_t k_t + \omega_x) x_m / 2]}{(\omega_t k_t + \omega_x) x_m / 2} e^{-j(\omega_t k_t + \omega_x) x_m / 2}, \end{aligned} \quad (2.31)$$

где $\dot{U}(\omega_t)$ – спектр одномерного сигнала (2.29).

При бесконечном размере антенны $x_m \rightarrow \infty$ (2.31) принимает вид:

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_x) = \dot{U}(\omega_t) \delta(\omega_t k_t + \omega_x),$$

где $\delta(\cdot)$ – дельта-функция.

Качественный вид двумерного пространственно-временного спектра показан на рисунке 2.5 при а) $\theta > 0^\circ$, б) $\theta < 0^\circ$. Множитель вида $\sin(\cdot)/(\cdot)$ в (2.31) образует отличную от нуля полосу на частотной плоскости вдоль прямой

$$\omega_x = -k_t \omega_t,$$

ширина которой определяется размером антенны x_m , а положение на плоскости – углом прихода волны θ . Двумерная спектральная функция сосредоточена на пересечении, показанном на рисунке 2.5 красным цветом. Чем больше размер антенны x_m , тем меньше ширина пространственного спектра сигнала. Выбор точки начала отсчета на линейной антенной решетке и разделение пространства на две области в зависимости от направления прихода волны согласно рисунку 2.5 объясняет существование в двумерном спектре области отрицательных пространственных и временных частот при угле прихода волны $\theta < 0$.

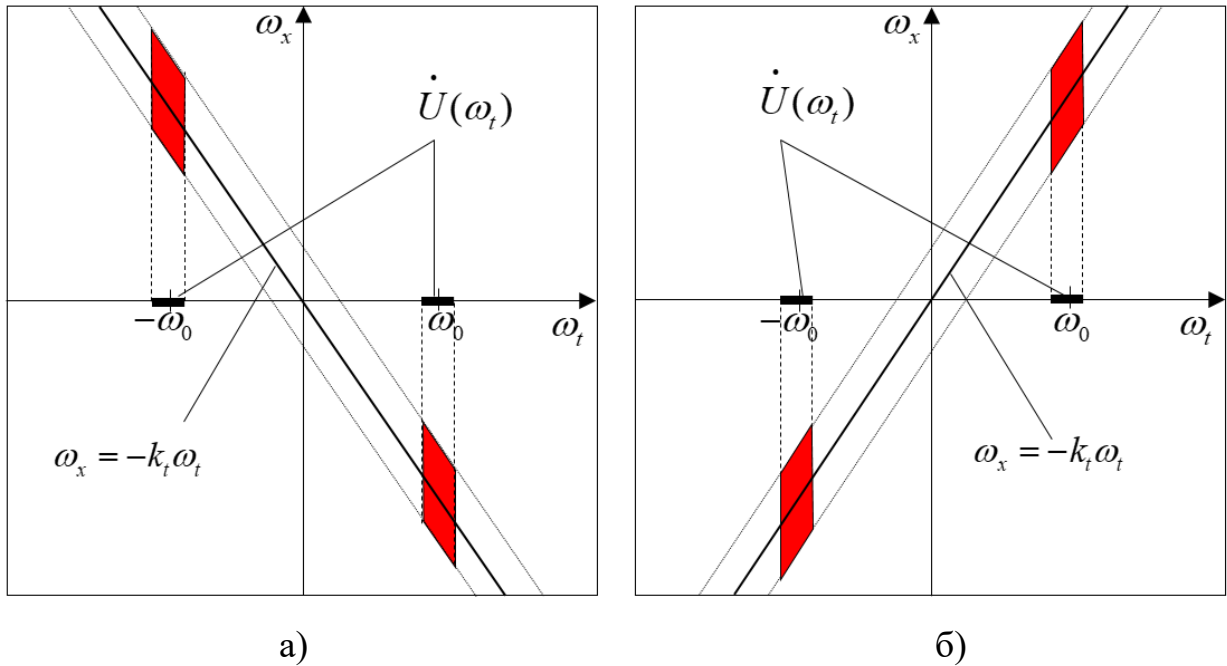


Рисунок 2.5 – Качественный вид спектра ПВС несущей частоты на ЛЦАР: а) при $\theta > 0^\circ$, б) при $\theta < 0^\circ$

На рисунке 2.6 приведен пространственно-временной сигнал, полученный путем моделирования (вопрос моделирования ПВС будет раскрыт в 3 главе). Сигнал поступает на ЛЦАР, содержащей $I = 70$ антенных элементов сигнала, с направления $\theta = 45^\circ$. В качестве полезного сигнала используется ЛЧМ-импульс, имеющий следующие параметры:

- длительность импульса $\tau_u = 1$ мкс;
- центральная частота $f_0 = 3$ ГГц;
- девиация частоты $f_\delta = 100$ МГц.

Одной из задач моделирования сигналов в РТС с антенными решетками является учет задержек сигналов, принятых разными элементами антенной решетки. В связи с тем, что эти задержки очень малы, может потребоваться очень большая частота дискретизации. Например, временная задержка между двумя соседними элементами ЛЦАР при несущей частоте $f_0 = 3$ ГГц и угле прихода электромагнитной волны $\theta = 90^\circ$ не превышает $\tau_0 \approx 1,67$ нс. В связи с этим целесообразно выполнять задержки в частотной области.

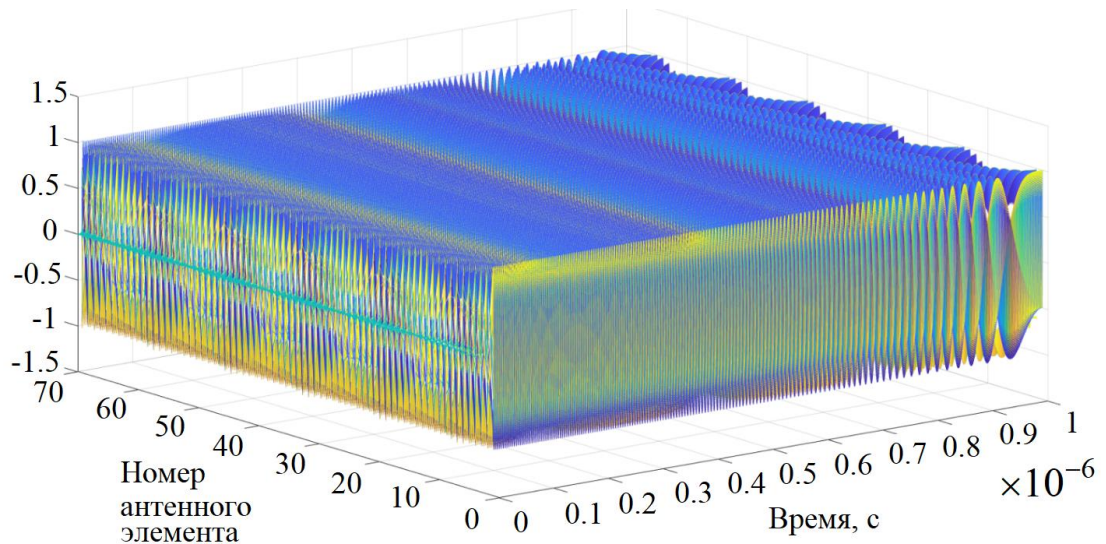


Рисунок 2.6 – Пространственно-временной ЛЧМ сигнал

На рисунке 2.7а приведены двумерные амплитудные спектры сигналов, поступающих на ЛЦАР с разных направлений θ . Здесь и далее при изображении спектров пространственно-временных сигналов (и помех) будут приводиться амплитудные составляющие комплексного пространственно-временного спектра. На рисунке 2.7б приведена спектральная диаграмма с линиями, соответствующими уравнению $\omega_x = -k_t \omega_t$ для сигналов, приходящих с направлений 1 – $\theta_{c1} = 5^\circ$ и 2 – $\theta_{c2} = 30^\circ$, полученные согласно (2.31). Спектральная диаграмма – сечение двумерной функции плоскостью, параллельной плоскости пространственной и временной частот. В представленных далее примерах количество уровней сечений составляет 1000, величина уровня отображается цветом справа. В качестве спектра одномерного сигнала (2.29) используется спектр ЛЧМ сигнала.

Как видно из рисунка 2.7, для различных углов прихода колебания положение активной области спектра различно и имеет узкий пик, что может быть основой для разделения сигналов, и в том числе для борьбы с помехами.

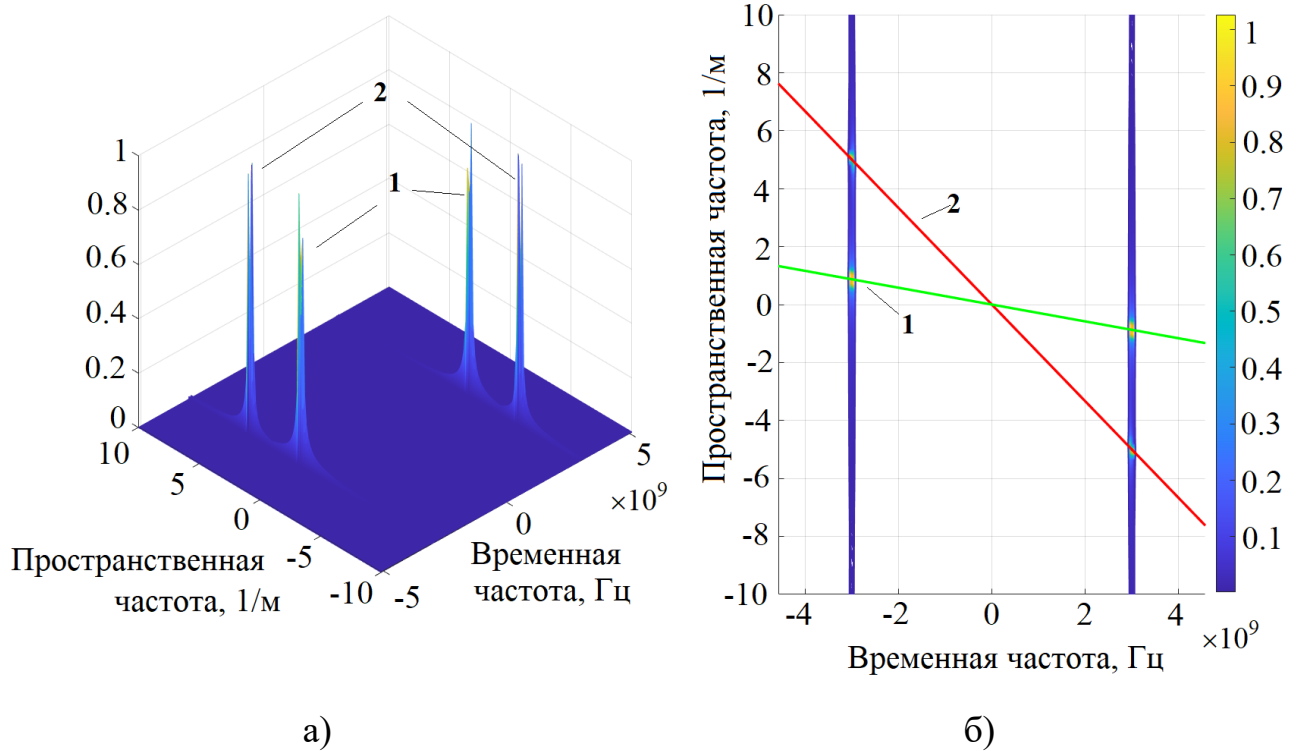


Рисунок 2.7 – а) Пространственно-временные спектры ЛЧМ сигналов;
 б) Спектральная диаграмма пространственно-временных спектров ЛЧМ сигналов;

$$1 - \theta_{c1} = 5^\circ, \quad 2 - \theta_{c2} = 30^\circ$$

Данная глава посвящена математической модели пространственно-временных сигналов и помех, для которых определяются выражения спектров пространственно-временных процессов. Но при этом существует два способа расчета спектров пространственно-временного сигнала. Один на основе полученных выражений спектров ПВС, полученных заменой дискретной антенной решетки ее непрерывным эквивалентом. Другой способ основан на математическом моделировании ПВС с дискретной антенной решеткой. Вопросы моделирования пространственно-временных процессов раскрываются в 3 главе. Покажем приемлемость континуального приближения при выводе выражения (2.31), сравнив спектры, полученные расчетным способом, и спектры, полученные путем моделирования. На рисунке 2.8 приведена спектральная диаграмма сигналов несущей частоты (правый нижний квадрант спектра), приходящих с направления

$\theta_c = 30^\circ$, где красная линия – спектр ПВС, полученный согласно (2.31), синяя линия – спектр ПВС, полученный путем моделирования. Номера уровней соответствуют сечениям от максимума спектра.

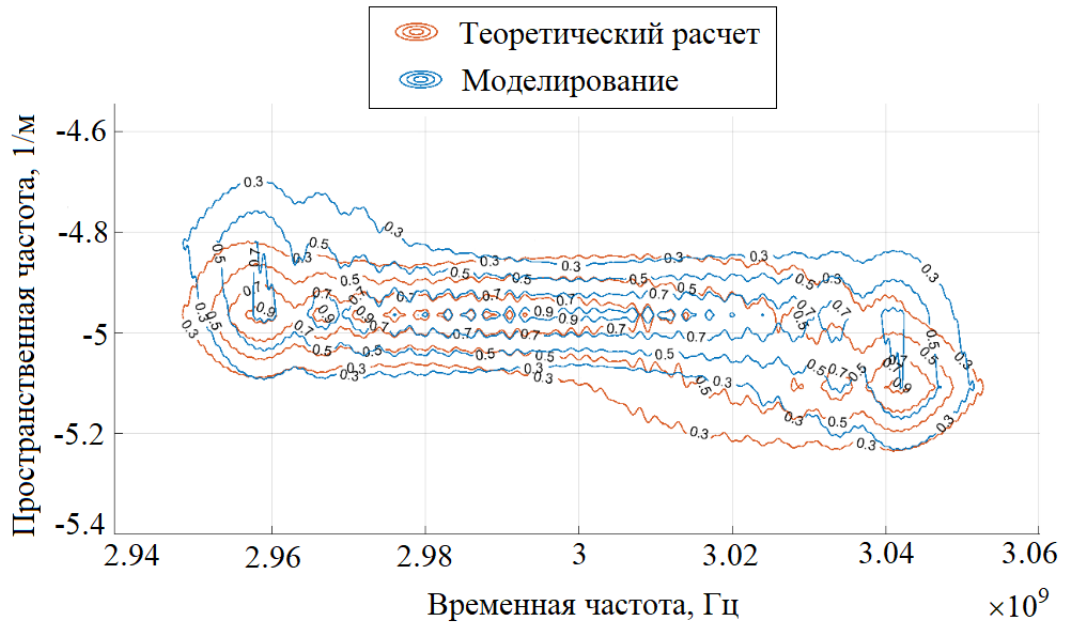


Рисунок 2.8 – Спектральная диаграмма ПВС несущей частоты, полученная расчетным способом и моделированием

Из рисунка 2.8 видно, что отличия спектров несущественные, особенно на высоких уровнях, что говорит о достоверности полученных выражений и допустимости континуального приближения пространственной координаты, т.е. антенной решетки.

2.3.2 Пространственно-временные сигналы на промежуточной частоте

Рассмотрим процесс формирования пространственно-временных сигналов на промежуточной частоте. Все I сигналов (2.12) на несущей частоте являются копиями, различающимися лишь временными сдвигами. Свойством этих копий являются фазовые сдвиги $\psi_i = \omega_0(i-1)\tau_0$ на различных элементах ЛЦАР, зависящие от угла прихода сигнала θ , и формирующиеся на несущей частоте ω_0 .

Сигнал гетеродина, общий для всех приемных каналов, описывается выражением:

$$u_2(t) = U_2 \cos(\omega_2 t). \quad (3.32)$$

После преобразования принимаемого сигнала (2.12) в сигнал промежуточной частоты $\omega_{nc} = |\omega_2 - \omega_0|$ находим выражение сигнала промежуточной частоты на i -м элементе антенны:

$$u_{nci}(t) = U(t - (i-1)\tau_0) \cos[\omega_{nc}t - \omega_0(i-1)\tau_0 + \psi(t - (i-1)\tau_0)]. \quad (2.33)$$

Квадратурные компоненты набора $i=\overline{1, I}$ сигналов (2.33) имеют вид:

$$\begin{aligned} A_{nci}(t) &= U(t - (i-1)\tau_0) \cos[\psi(t - (i-1)\tau_0) - \omega_0(i-1)\tau_0], \\ C_{nci}(t) &= U(t - (i-1)\tau_0) \sin[\psi(t - (i-1)\tau_0) - \omega_0(i-1)\tau_0]. \end{aligned} \quad (2.34)$$

Из сопоставления выражений (2.12) и (2.34) следует, что квадратурные компоненты сигналов на несущей и промежуточной частотах совпадают. Это, в частности означает, что квадратурные составляющие сигналов промежуточной частоты, как и сигналов высокой частоты, на различных антенных элементах являются сдвинутыми копиями. Но при этом сигналы промежуточной частоты (2.33) на разных элементах ЛЦАР не будут являться копиями одного общего колебания, поскольку в сигналах промежуточной частоты (2.33) фазовые сдвиги $\psi_i = \omega_0(i-1)\tau_0$ сформированы на частоте несущего колебания, в отличие от высокочастотных трактов, где они одинаковы. Эту особенность необходимо учитывать при математическом моделировании таких сигналов.

Рассмотрим свойства спектров ПВС промежуточной частоты. Как и для случая сигнала несущей частоты, перейдем от непрерывно-дискретного сигнала к непрерывному ПВС. Заменяем в (2.33) пространственную переменную i на непрерывную координату x , учитывая $x = (i-1)d$, $x = [-x_m/2, x_m/2]$, по правилу $(i-1)\tau_0 = k_t x$, получим выражение для пространственно-временного сигнала вида:

$$u_{nc}(t, x) = U(t - k_t x) \cos[\omega_{nc}(t - k_t x) + \omega_{nc}k_t x - \omega_0 k_t x + \psi(t - k_t x)]. \quad (2.35)$$

Преобразуем выражение (2.35) с учетом $\omega_0 = |\omega_2 - \omega_{nc}|$ к виду:

$$\begin{aligned} u_{nc}(t, x) &= U(t - k_t x) \cos[\omega_{nc}(t - k_t x) + \omega_2 k_t x + \psi(t - k_t x)] = \\ &= U(t - k_t x) \cos[\omega_{nc}(t - k_t x) + \psi(t - k_t x)] \cdot \cos(\omega_2 k_t x) + \\ &+ U(t - k_t x) \sin[\omega_{nc}(t - k_t x) + \psi(t - k_t x)] \cdot \sin(\omega_2 k_t x). \end{aligned} \quad (2.36)$$

Найдем пространственно-временной спектр сигнала промежуточной частоты (2.35), с учетом (2.36), при помощи двумерного преобразованием Фурье:

$$\begin{aligned}
 \dot{U}(\omega_t, \omega_x) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} u_{nc}(t, x) e^{-j\omega_t t - j\omega_x x} dt dx = \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} U(t - k_t x) \cos[\omega_{nc}(t - k_t x) + \psi(t - k_t x)] \times \\
 &\quad \times \cos(\omega_c k_t x) e^{-j\omega_t t - j\omega_x x} dt dx + \\
 &+ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} U(t - k_t x) \sin[\omega_{nc}(t - k_t x) + \psi(t - k_t x)] \times \\
 &\quad \times \sin(\omega_c k_t x) e^{-j\omega_t t - j\omega_x x} dt dx.
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

Представим (2.37) как сумму слагаемых $\dot{U}_c(\omega_t, \omega_x)$ и $\dot{U}_s(\omega_t, \omega_x)$. Рассмотрим их по отдельности:

$$\begin{aligned}
 \dot{U}_c(\omega_t, \omega_x) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} U(t - k_t x) \cos[\omega_{nc}(t - k_t x) + \psi(t - k_t x)] \times \\
 &\quad \times \cos(\omega_c k_t x) e^{-j\omega_t t - j\omega_x x} dt dx = \int_{-\infty}^{\infty} u(t_1) e^{-j\omega_t t_1} dt_1 \int_{-x_m/2}^{x_m/2} \cos(\omega_c k_t x) e^{-j(\omega_t k_t + \omega_x)x} dx = \\
 &= \dot{U}_c(\omega_t) \int_{-x_m/2}^{x_m/2} \cos(\omega_c k_t x) e^{-j(\omega_t k_t + \omega_x)x} dx,
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

где $\dot{U}_c(\omega_t)$ – одномерный спектр синфазной составляющей квадратурных компонент сигнала промежуточной частоты $u_c(t)$:

$$\dot{U}_c(\omega_t) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) \cos[\omega_{nc} t + \psi(t)] e^{-j\omega_t t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} u_c(t) e^{-j\omega_t t} dt. \tag{2.39}$$

Аналогично определим второе слагаемое пространственно-временного спектра (2.37), имеющее вид:

$$\begin{aligned}
\dot{U}_s(\omega_t, \omega_x) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} U(t - k_t x) \sin[\omega_{nq}(t - k_t x) + \psi(t - k_t x)] \times \\
&\quad \times \sin(\omega_x k_t x) e^{-j\omega_t t - j\omega_x x} dt dx = \\
&= \dot{U}_s(\omega_t) \int_{-x_m/2}^{x_m/2} \sin(\omega_x k_t x) e^{-j(\omega_t k_t + \omega_x)x} dx,
\end{aligned} \tag{2.40}$$

где $\dot{U}_s(\omega_t)$ – одномерный спектр квадратурной составляющей квадратурных компонент сигнала промежуточной частоты $u_s(t)$:

$$\dot{U}_s(\omega_t) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) \sin[\omega_{nq}t + \psi(t)] e^{-j\omega_t t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} u_s(t) e^{-j\omega_t t} dt. \tag{2.41}$$

Спектры сигналов $u_c(t)$ и $u_s(t)$ представим в виде:

$$\begin{aligned}
\dot{U}_c(\omega_t) &= \int_{-\infty}^{\infty} U(t) \frac{e^{j[\omega_{nq}t + \psi(t)]} + e^{-j[\omega_{nq}t + \psi(t)]}}{2} e^{-j\omega_t t} dt = \\
&= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) e^{j(\omega_{nq} - \omega_t)t + j\psi(t)} dt + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) e^{-j(\omega_{nq} + \omega_t)t - j\psi(t)},
\end{aligned} \tag{2.42}$$

$$\begin{aligned}
\dot{U}_s(\omega_t) &= \int_{-\infty}^{\infty} U(t) \frac{e^{j[\omega_{nq}t + \psi(t)]} - e^{-j[\omega_{nq}t + \psi(t)]}}{2j} e^{-j\omega_t t} dt = \\
&= \frac{1}{2j} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) e^{j(\omega_{nq} - \omega_t)t + j\psi(t)} dt - \frac{1}{2j} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) e^{-j(\omega_{nq} + \omega_t)t - j\psi(t)}.
\end{aligned} \tag{2.43}$$

В (2.42) и (2.43) первые слагаемые сосредоточены в области частот $\omega_t > 0$, а вторые в области $\omega_t < 0$:

$$\begin{aligned}
\dot{U}_s(\omega_t) &= -j\dot{U}_c(\omega_t), \text{ при } \omega_t > 0, \\
\dot{U}_s(\omega_t) &= j\dot{U}_c(\omega_t), \text{ при } \omega_t < 0.
\end{aligned} \tag{2.44}$$

Свойства (2.44) представляют собой свойства преобразованных сигналов по Гильберту [12] и справедливы для спектров узкополосных сигналов $u_c(t)$ и $u_s(t)$.

В целом пространственно-временной спектр (2.37) определяется суммой спектров (2.38) и (2.40):

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_x) = \dot{U}_c(\omega_t, \omega_x) + \dot{U}_s(\omega_t, \omega_x). \tag{2.45}$$

Рассмотрим вторые сомножители в (2.38) и (2.40), представляющие собой функции временной ω_t и пространственной ω_x частот, и описывающие изменения, соответствующие появлению в сигнале пространственной координаты. Обозначим эти сомножители в (2.38) и (2.40) $J_c(\omega_t, \omega_x)$ и $J_s(\omega_t, \omega_x)$ соответственно:

$$J_c(\omega_t, \omega_x) = \int_{-x_m/2}^{x_m/2} \cos(\omega_x k_t x) e^{-j(\omega_x + k_t \omega_t)x} dx,$$

$$J_s(\omega_t, \omega_x) = \int_{-x_m/2}^{x_m/2} \sin(\omega_x k_t x) e^{-j(\omega_x + k_t \omega_t)x} dx.$$

Из (2.38) имеем:

$$J_c(\omega_t, \omega_x) = \frac{1}{2} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} \left[e^{j(\omega_x k_t - \omega_x - \omega_t k_t)x} + e^{-j(\omega_x k_t + \omega_x + \omega_t k_t)x} \right] dx =$$

$$= \frac{x_m}{2} \left\{ \frac{\sin \left\{ \left[(\omega_x - \omega_t) k_t - \omega_x \right] \frac{x_m}{2} \right\}}{\left[(\omega_x - \omega_t) k_t - \omega_x \right] \frac{x_m}{2}} e^{-j \left[(\omega_x - \omega_t) k_t - \omega_x \right] \frac{x_m}{2}} + \right. \quad (2.46)$$

$$\left. + \frac{\sin \left\{ \left[(\omega_x + \omega_t) k_t + \omega_x \right] \frac{x_m}{2} \right\}}{\left[(\omega_x + \omega_t) k_t + \omega_x \right] \frac{x_m}{2}} e^{-j \left[(\omega_x + \omega_t) k_t + \omega_x \right] \frac{x_m}{2}} \right\}.$$

Из (2.40) имеем:

$$J_s(\omega_t, \omega_x) = \frac{1}{2j} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} \left[e^{j(\omega_x k_t - \omega_x - \omega_t k_t)x} - e^{-j(\omega_x k_t + \omega_x + \omega_t k_t)x} \right] dx =$$

$$= \frac{x_m}{2j} \left\{ \frac{\sin \left\{ \left[(\omega_x - \omega_t) k_t - \omega_x \right] \frac{x_m}{2} \right\}}{\left[(\omega_x - \omega_t) k_t - \omega_x \right] \frac{x_m}{2}} e^{-j \left[(\omega_x - \omega_t) k_t - \omega_x \right] \frac{x_m}{2}} - \right. \quad (2.47)$$

$$\left. - \frac{\sin \left\{ \left[(\omega_x + \omega_t) k_t + \omega_x \right] \frac{x_m}{2} \right\}}{\left[(\omega_x + \omega_t) k_t + \omega_x \right] \frac{x_m}{2}} e^{-j \left[(\omega_x + \omega_t) k_t + \omega_x \right] \frac{x_m}{2}} \right\}.$$

С учетом (2.44), (2.46) и (2.47) пространственно-временной спектр сигнала промежуточной частоты определяется выражением:

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_x) = \begin{cases} x_m \dot{U}_c(\omega_t) \frac{\sin\left\{\left[(\omega_z + \omega_t)k_t + \omega_x\right] \frac{x_m}{2}\right\}}{\left[(\omega_z + \omega_t)k_t + \omega_x\right] \frac{x_m}{2}} e^{-j\left[(\omega_z + \omega_t)k_t + \omega_x\right] \frac{x_m}{2}}, & \text{при } \omega_t > 0, \\ x_m \dot{U}_c(\omega_t) \frac{\sin\left\{\left[(\omega_z - \omega_t)k_t - \omega_x\right] \frac{x_m}{2}\right\}}{\left[(\omega_z - \omega_t)k_t - \omega_x\right] \frac{x_m}{2}} e^{-j\left[(\omega_z - \omega_t)k_t - \omega_x\right] \frac{x_m}{2}}, & \text{при } \omega_t < 0. \end{cases} \quad (2.48)$$

На рисунке 2.9 изображен качественный вид пространственно-временного спектра сигнала промежуточной частоты согласно (2.48) при а) $\theta > 0^\circ$, б) $\theta < 0^\circ$. Множитель вида $\sin(\cdot)/(\cdot)$ в (2.48) образует отличную от нуля полосу на частотной плоскости вдоль прямых линий:

$$\begin{aligned} \omega_x &= -(\omega_z + \omega_t)k_t, & \text{при } \omega_t > 0, \\ \omega_x &= (\omega_z - \omega_t)k_t, & \text{при } \omega_t < 0, \end{aligned} \quad (2.49)$$

ширина которых определяется размером антенны x_m , а положение на плоскости – углом прихода сигнала θ . Двумерная спектральная функция сосредоточена на пересечении, показанном на рисунке 2.9 красным цветом.

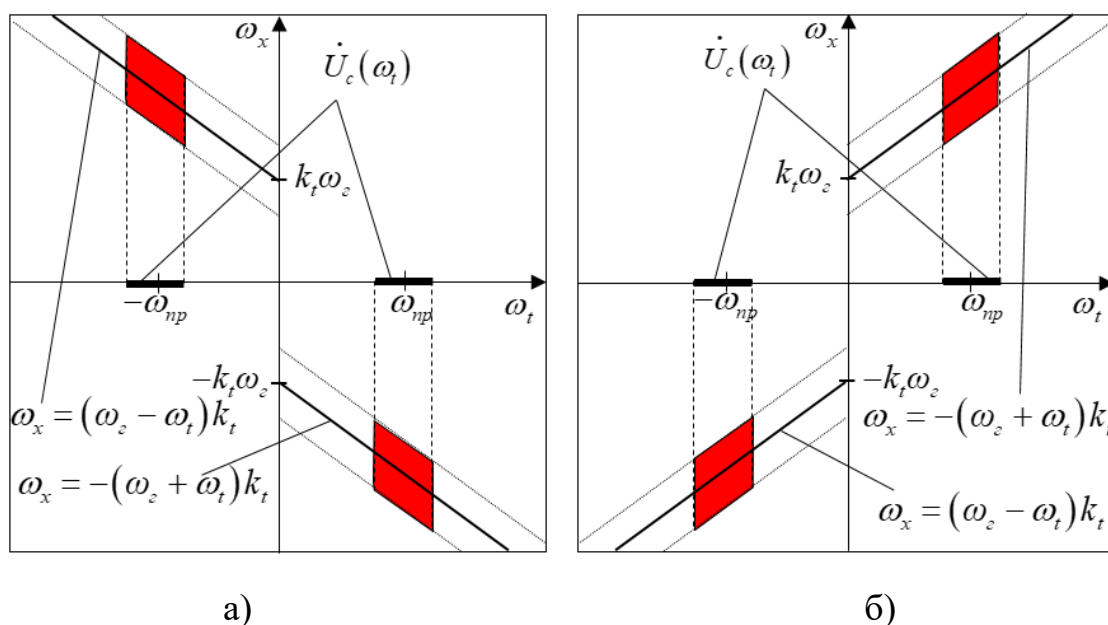


Рисунок 2.9 – Качественный вид спектра ПВС промежуточной частоты на ЛЦАР:

а) при $\theta > 0^\circ$, б) при $\theta < 0^\circ$

На рисунке 2.10а приведены двумерные спектры сигналов промежуточной частоты, поступающие на ЛЦАР с разных направлений θ , полученные согласно (2.48), в том числе на рисунке 2.10б приведена спектральная диаграмма с линиями, соответствующими уравнениям (2.49) для сигналов, приходящих с направлений 1 – $\theta_{c1} = 5^\circ$ и 2 – $\theta_{c2} = 30^\circ$. Как видно из рисунка 2.10, для различных углов прихода колебания положение активной области спектра различно [37], что может быть основой для разделения сигналов, и в том числе для борьбы с помехами.

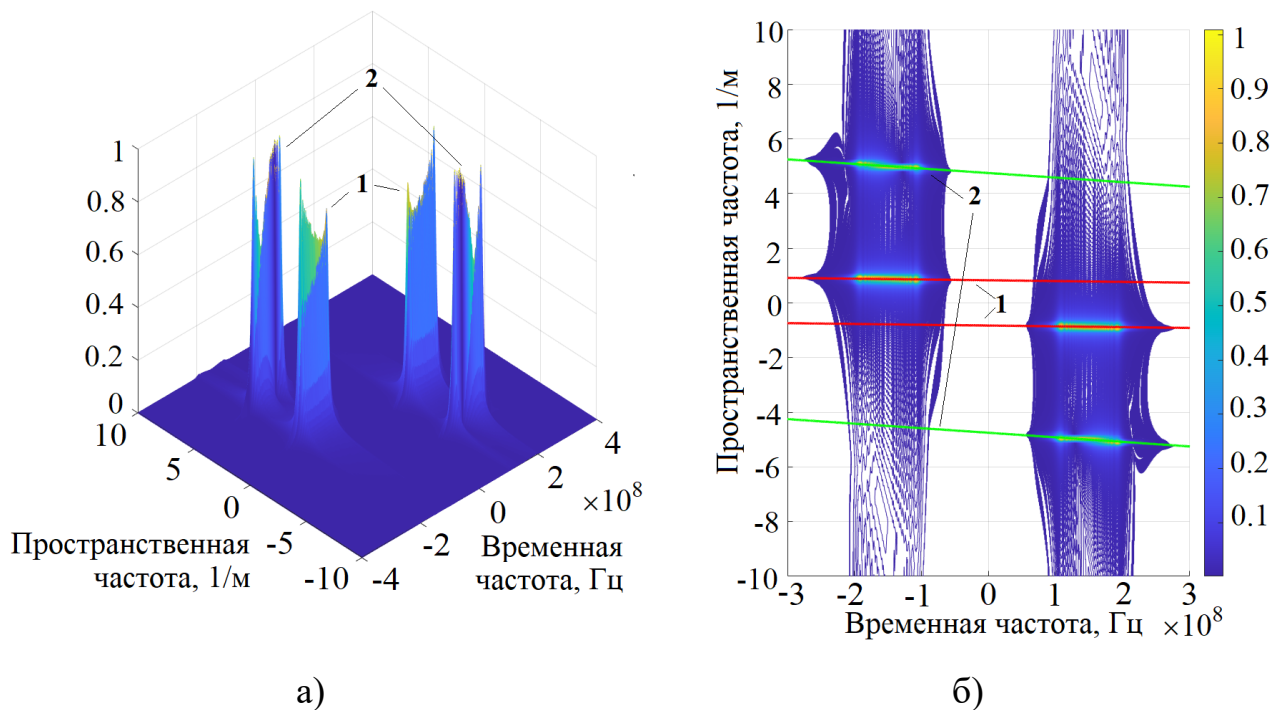


Рисунок 2.10 – а) Пространственно-временные спектры ЛЧМ сигналов;
б) Спектральная диаграмма пространственно-временных спектров ЛЧМ сигналов;

$$1 - \theta_{c1} = 5^\circ, 2 - \theta_{c2} = 30^\circ$$

Покажем, приемлемость непрерывного приближения при выводе выражения (2.48), сравнив спектры, полученные расчетным способом, и спектры, полученные путем моделирования, аналогично §2.3.1. На рисунке 2.11 приведена спектральная диаграмма сигналов промежуточной частоты (правый нижний квадрант спектра), приходящих с направления $\theta_c = 30^\circ$, где красная линия – спектр ПВС, полученный согласно (2.48), синяя линия – спектр ПВС, полученный путем моделирования.

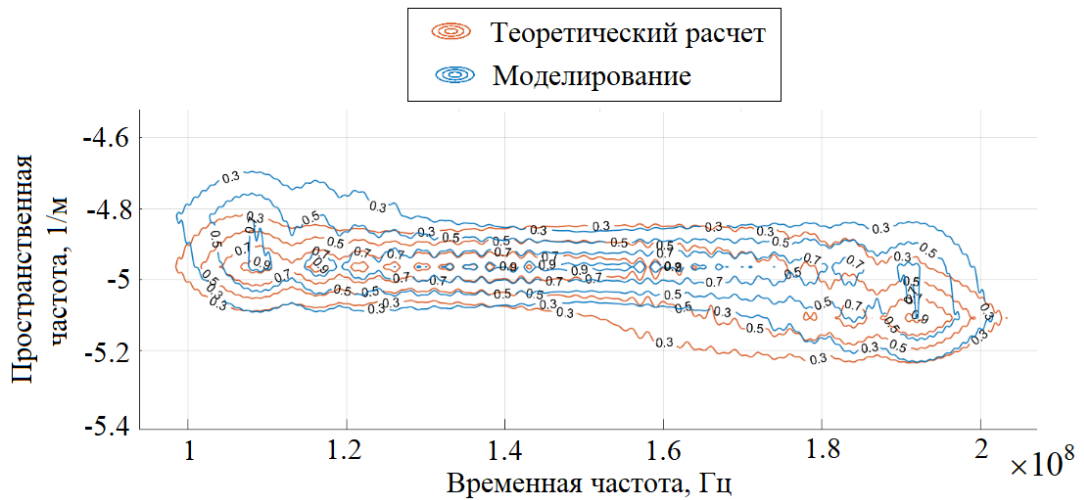


Рисунок 2.11 – Спектральная диаграмма ПВС промежуточной частоты, полученная расчетным способом и моделированием

Из рисунка 2.11 видно, что отличия спектров несущественные, особенно на высоких уровнях, что говорит о достоверности полученных выражений и допустимости континуального приближения пространственной координаты, т.е. антенной решетке.

2.3.3 Пространственно-временные сигналы на «нулевой» частоте

Выражение пространственно-временного сигнала промежуточной частоты (2.35) можно представить в виде:

$$\begin{aligned} u_{нч}(t, x) &= U(t - k_t x) \operatorname{Re} \left\{ e^{j(\omega_{нч} t - \omega_0 k_t x + \psi(t - k_t x))} \right\} = \\ &= U(t - k_t x) \operatorname{Re} \left\{ e^{-j(\omega_0 k_t x - \psi(t - k_t x))} e^{j\omega_{нч} t} \right\} = \operatorname{Re} \left\{ \dot{U}(t, x) e^{j\omega_{нч} t} \right\}, \end{aligned}$$

где $\dot{U}(t, x)$ комплексная огибающая пространственно-временного сигнала:

$$\dot{U}(t, x) = U(t - k_t x) e^{-j(\omega_0 k_t x - \psi(t - k_t x))}. \quad (2.50)$$

Ее квадратурные компоненты определяются выражениями:

$$\begin{aligned} A(t, x) &= U(t - k_t x) \cos[\psi(t - k_t x) - \omega_0 k_t x], \\ C(t, x) &= U(t - k_t x) \sin[\psi(t - k_t x) - \omega_0 k_t x]. \end{aligned} \quad (2.51)$$

При этом:

$$\dot{U}(t, x) = A(t, x) + jC(t, x). \quad (2.52)$$

Спектр сигнала $\dot{U}(t, x)$ располагается в окрестности «нулевой» частоты $\omega_t = 0$. Квадратурные компоненты (2.51) являются низкочастотными ПВС и полностью характеризуют сигналы и высокой, и промежуточной частот. Это позволяет при изучении свойств сигналов и помех, в том числе методами моделирования, а также при обработке принимаемых сигналов использовать метод комплексных огибающих.

Как и для высокочастотных сигналов и сигналов промежуточной частоты, фазовые сдвиги $\psi_x = \omega_0 k_t x$ на различных элементах ЛЦАР, зависящие от угла прихода сигнала θ , и формирующиеся на несущей частоте ω_0 , присутствуют и в сигналах «нулевой» частоты (2.51). Ввиду наличия данных фазовых сдвигов сигналы вида (2.51) на разных элементах ЛЦАР не являются точными копиями, в отличие от сигналов несущей частоты.

Найдем пространственно-временной спектр комплексной огибающей (2.50):

$$\begin{aligned} \dot{G}(\omega_t, \omega_x) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} \dot{U}(t, x) e^{-j\omega_t t - j\omega_x x} dt dx = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} U(t) e^{j\psi(t)} e^{-j\omega_t t} dt \int_{-x_m/2}^{x_m/2} e^{-j((\omega_0 + \omega_t)k_t + \omega_x)x} dx = \\ &= \dot{G}(\omega_t) x_m \frac{\sin\left[\left((\omega_0 + \omega_t)k_t + \omega_x\right)x_m/2\right]}{\left((\omega_0 + \omega_t)k_t + \omega_x\right)x_m/2} e^{-j((\omega_0 + \omega_t)k_t + \omega_x)x_m/2}, \end{aligned} \quad (2.53)$$

где $\dot{G}(\omega_t)$ одномерный спектр комплексной огибающей вида:

$$\dot{G}(\omega_t) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) e^{j\psi(t) - j\omega_t t} dt. \quad (2.54)$$

На рисунке 2.10 изображен качественный вид пространственно-временного спектра сигнала «нулевой» частоты согласно (2.53) при а) $\theta > 0^\circ$, б) $\theta = 0^\circ$, в) $\theta < 0^\circ$. Множитель вида $\sin(\cdot)/(\cdot)$ в (2.53) образует отличную от нуля полосу на частотной плоскости вдоль прямой линий:

$$\omega_x = -(\omega_0 + \omega_t)k_t, \quad (2.55)$$

ширина которой определяется размером антенны x_m , а положение на плоскости – углом прихода сигнала θ . Двумерная спектральная функция сосредоточена на пересечении, показанном на рисунке 2.10 красным цветом.

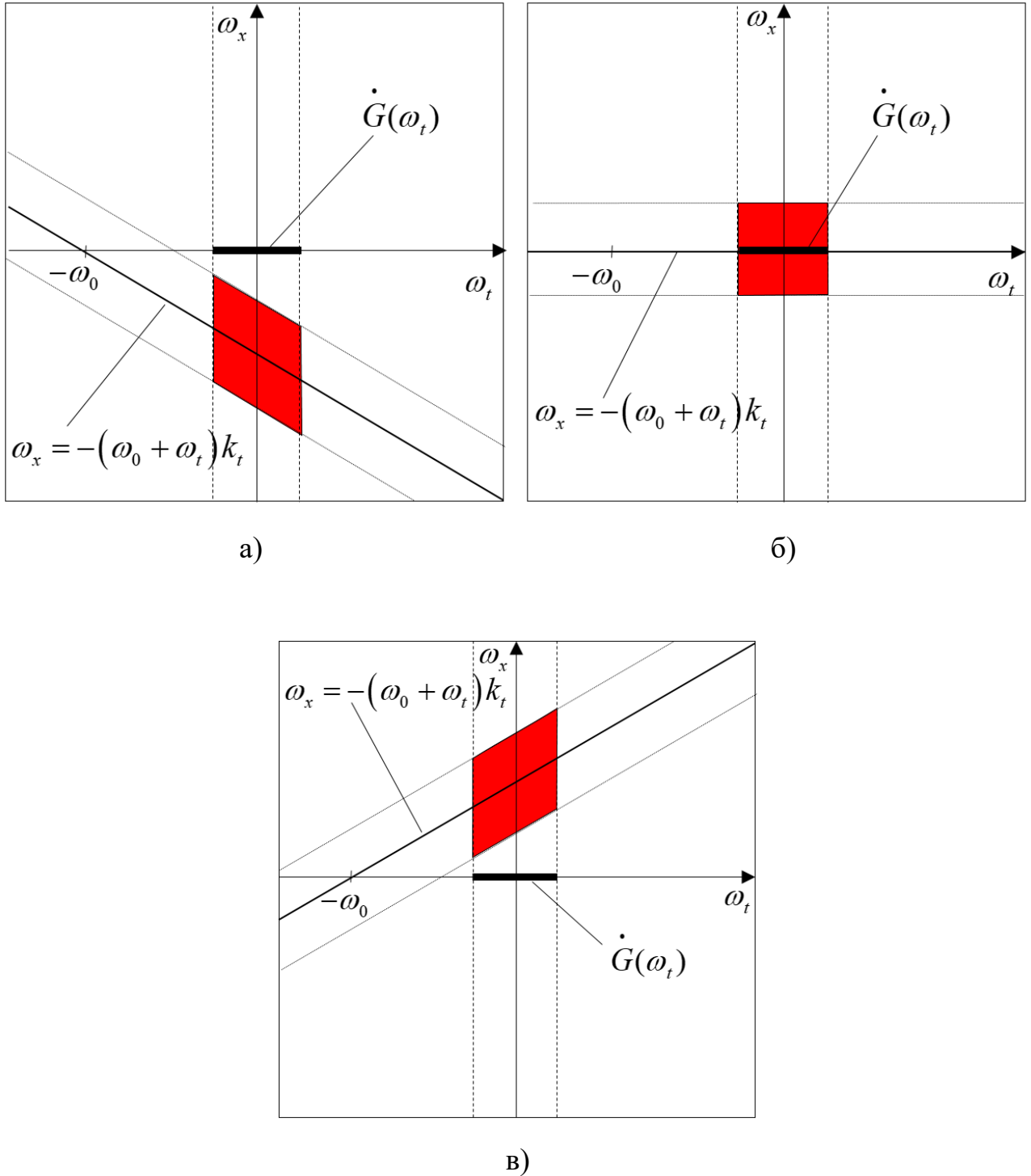


Рисунок 2.12 – Качественный вид спектра ПВС «нулевой» частоты на ЛЦАР: а) при $\theta > 0^\circ$, б) при $\theta = 0^\circ$, в) при $\theta < 0^\circ$

Спектры квадратурных компонент (2.51) определяется аналогично спектру ПВС:

$$\begin{aligned} \dot{G}_A(\omega_t, \omega_x) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} A(t, x) e^{-j\omega_t t - j\omega_x x} dt dx = \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) e^{j\psi(t)} e^{-j\omega_t t} dt \int_{-x_m/2}^{x_m/2} e^{-j((\omega_0 + \omega_t)k_t + \omega_x)x} dx + \\ &+ \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) e^{-j\psi(t)} e^{-j\omega_t t} dt \int_{-x_m/2}^{x_m/2} e^{-j((-\omega_0 + \omega_t)k_t + \omega_x)x} dx, \\ \dot{G}_C(\omega_t, \omega_x) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} C(t, x) e^{-j\omega_t t - j\omega_x x} dt dx = \\ &= \frac{1}{2j} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) e^{j\psi(t)} e^{-j\omega_t t} dt \int_{-x_m/2}^{x_m/2} e^{-j((\omega_0 + \omega_t)k_t + \omega_x)x} dx - \\ &- \frac{1}{2j} \int_{-\infty}^{\infty} U(t) e^{-j\psi(t)} e^{-j\omega_t t} dt \int_{-x_m/2}^{x_m/2} e^{-j((-\omega_0 + \omega_t)k_t + \omega_x)x} dx, \end{aligned}$$

что, с учетом (2.52), приводит к выражению (2.53).

На рисунке 2.13а приведены двумерные спектры сигналов «нулевой» частоты, поступающие на ЛЦАР, с разных направлений θ , полученные согласно (2.53), в том числе на рисунке 2.13б приведена спектральная диаграмма с линиями, соответствующими уравнениям (2.55) для сигналов, , приходящих с направлений $1 - \theta_{c1} = 5^\circ$ и $2 - \theta_{c2} = 30^\circ$.

Как видно из рисунка 2.13, для различных углов прихода колебания положение активной области спектра различно и имеет узкий пик, что может быть основой для разделения сигналов, и в том числе для борьбы с помехами.

Покажем, приемлемость континуального приближения при выводе выражения (2.53), сравнив спектры, полученные расчетным способом, и спектры, полученные путем моделирования, аналогично §2.3.1 и §2.3.2. На рисунке 2.14 приведена спектральная диаграмма сигналов «нулевой», приходящих с направления $\theta_c = 30^\circ$, где красная линия – спектр ПВС, полученный согласно (2.53), синяя линия – спектр ПВС, полученный путем моделирования. Номера уровней соответствуют сечениям от максимума спектра.

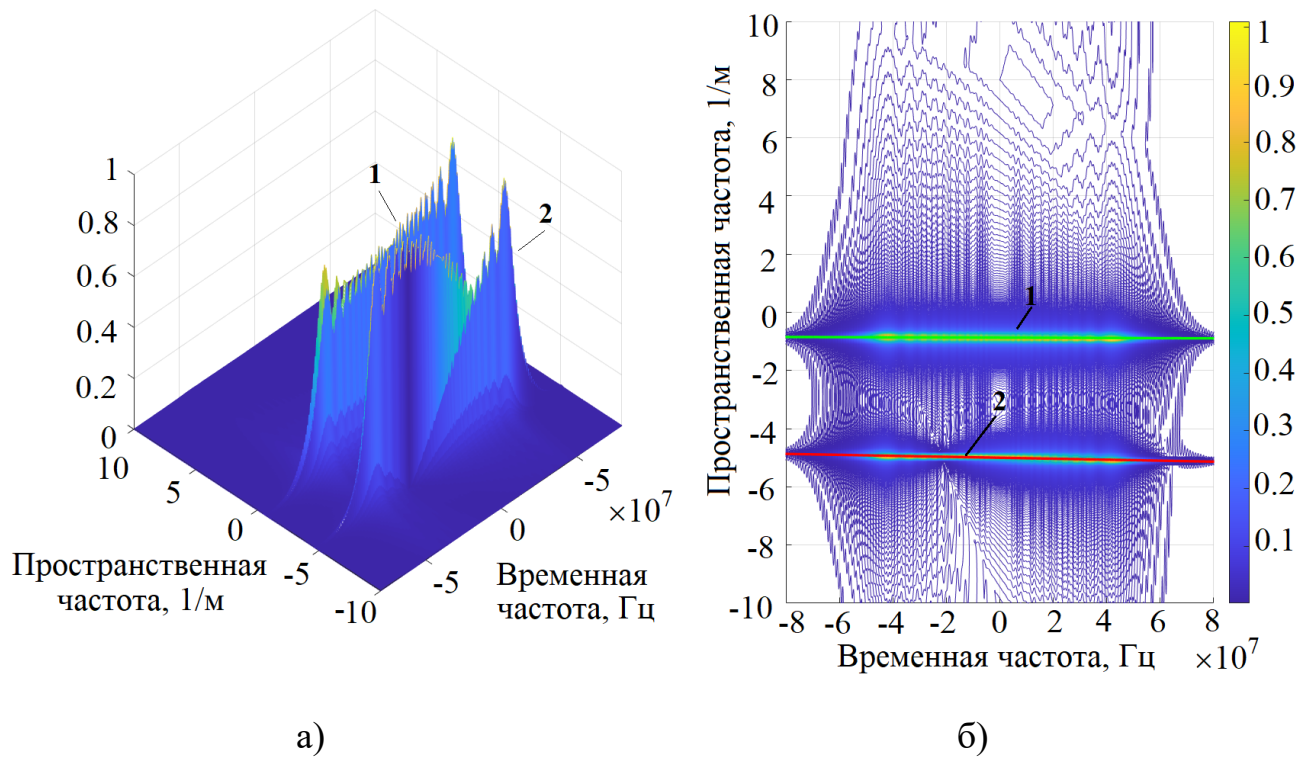


Рисунок 2.13 – а) Пространственно-временные спектры ЛЧМ сигналов;
 б) Спектральная диаграмма пространственно-временных спектров ЛЧМ сигналов;
 1 – $\theta_{c1} = 5^\circ$, 2 – $\theta_{c2} = 30^\circ$

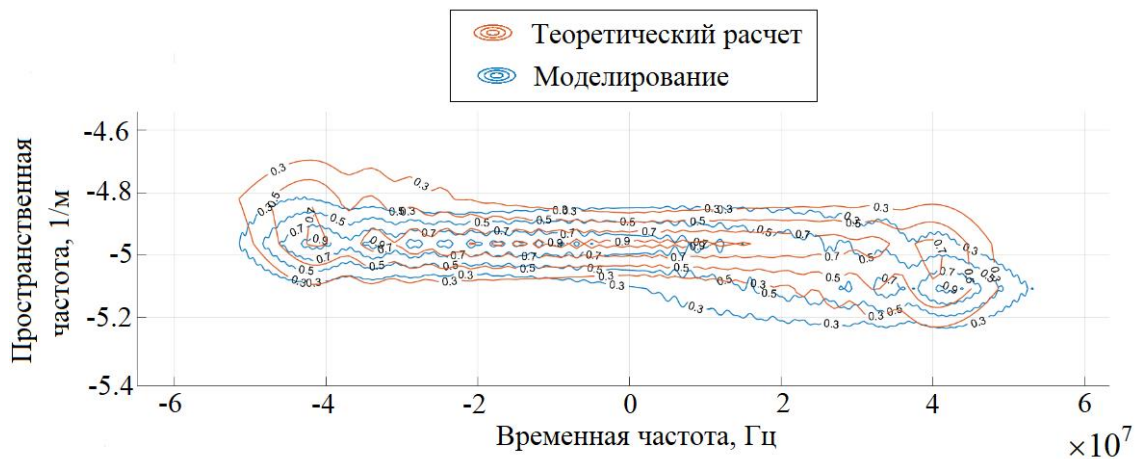


Рисунок 2.14 – Спектральная диаграмма сигнала, полученная расчетным способом и моделированием

Из рисунка 2.14 видно, что отличия спектров несущественные, особенно на высоких уровнях, что говорит о достоверности полученных выражений и допустимости непрерывного приближения пространственной координаты, т.е. антенной решетки.

Как было описано ранее, на ЛЦАР формируется двумерный пространственно-временной процесс [37, 110, 113]. Анализ показывает, что использование многомерного характера сигналов содержит дополнительные существенные ресурсы для ослабления действия помех.

2.4 Спектральный анализ пространственно-временных сигналов и помех в радиотехнических системах с плоскими цифровыми антенными решетками

Рассмотрим вопрос формирования сигнала в РТС с плоской цифровой антенной решеткой. Для описания ее геометрии используется двумерная система координат, например декартова с координатами x, y , и сигнал и помеха становятся функциями трех независимых переменных t, x, y . Процесс формирования сигнала на ПЦАР аналогичен формированию пространственно-временного колебания на ЛЦАР. Необходимо определить отношения для нахождения задержек на любых элементах плоской цифровой антенной решетки.

При математическом моделировании РТС с ЦАР необходимо учитывать геометрические аспекты, связанные с присутствием в пространстве и перемещениями в нем различных объектов, участвующих в радиолокационном процессе. Считаем фронт поступающей волны на антенну плоским. Сигнал на каждом элементе ПЦАР имеет вид:

$$u_{ij}(t) = U(t - \tau_{ij}) \cos \left[\omega_0(t - \tau_{ij}) + \psi(t - \tau_{ij}) \right], \quad (2.56)$$

где τ_{ij} – временная задержка между $i = \overline{1, I}$ и $j = \overline{1, J}$ элементами ПЦАР с опорным элементом с координатами i_0 и j_0 . Все сигналы в (2.56) на самом деле являются копиями одного и того же сигнала, но их совокупность содержит информацию о направлении, которая отсутствует в отдельных сигналах.

Определим временную задержку между двумя соседними элементами плоской эквидистантной антенной решетки. Плоская антенна имеет собственную трехмерную систему координат, определяемую осями x, y, z . Элементы антенны расположены в плоскости yOz . Ось x совпадает с положением нормали к

плоскости антенны. На рисунке 2.15 показаны геометрические параметры цели в системе координат антенной решетки. Точка А указывает на положение цели в системе координат антенной решетки. Положение цели А можно описать с помощью тройки направляющих косинусов:

$$\vec{e} = \vec{r} \cos \theta_x + \vec{i} \cos \theta_y + \vec{j} \cos \theta_z, \quad (2.57)$$

где \vec{r} , \vec{i} , \vec{j} – орты координатных осей x , y , z соответственно, и θ_x , θ_y , θ_z – углы отклонения вектора цели от осей координат, определяющих направление на цель. Кроме того, положение цели в пространстве можно описать с помощью угловых координат цели, то есть азимута α и угла места β . Полученные системы угловых характеристик связаны между собой уравнениями:

$$\begin{aligned} \cos \theta_x &= \cos \beta \cdot \cos \alpha, \\ \cos \theta_y &= \cos \beta \cdot \sin \alpha, \\ \cos \theta_z &= \sin \beta. \end{aligned} \quad (2.58)$$

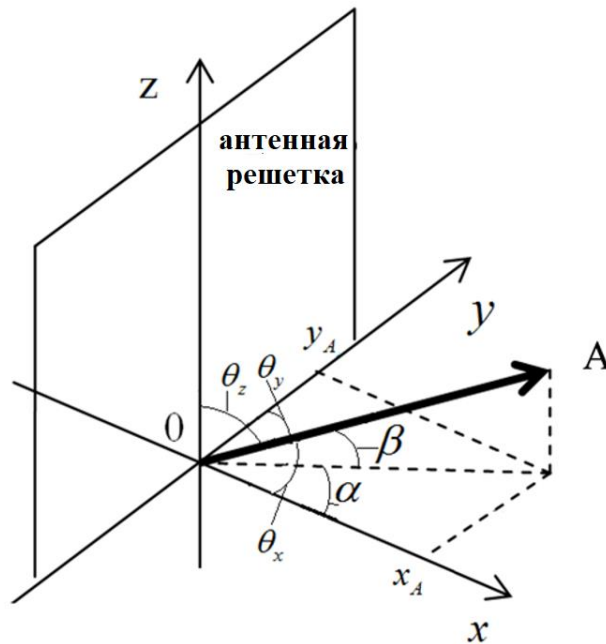


Рисунок 2.15 – Геометрические параметры цели А на ПЦАР

На рисунке 2.16 показано формирование разности хода лучей, по которым сигналы распространяются от цели. Два произвольных элемента решетки k и n расположены на плоскости, их декартовы координаты на этой плоскости yOz

равны (y_k, z_k) и (y_n, z_n) соответственно. Точка l является проекцией точки n на луч, проходящий в точку k , а геометрическая разность хода лучей равна длине отрезка kl . Тогда:

$$|kl| = |kn| \cos \angle lkn, \quad (2.59)$$

где

$$|kn| = \sqrt{(y_n - y_k)^2 + (z_n - z_k)^2}$$

– длина отрезка kn , $\cos \angle lkn$ определяется скалярным произведением:

$$\cos \angle lkn = \vec{e} \cdot \vec{e}_{kn}, \quad (2.60)$$

Здесь \vec{e}_{kn} :

$$\vec{e}_{kn} = \frac{\vec{i} \cdot (y_n - y_k) + \vec{j} \cdot (z_n - z_k)}{|kn|} \quad (2.61)$$

– единичный вектор. Из выражений (2.57)-(2.61) находим искомую разность хода лучей:

$$|kl| = (y_n - y_k) \cos \theta_y + (z_n - z_k) \cos \theta_z. \quad (2.62)$$

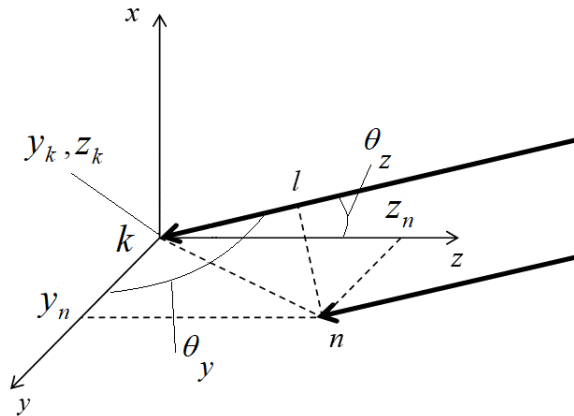


Рисунок 2.16 – К определению относительной задержки сигнала

Если точка k является началом координат ($y_k = z_k = 0$), датчик в точке n расположен в i -й строке и j -м столбце антенной решетки, то из (2.62) находим временную задержку сигнала на n -м элементе относительно k -го:

$$\tau_{ij} = \frac{d_1}{c} (i-1) \cos \theta_y + \frac{d_2}{c} (j-1) \cos \theta_z,$$

где d_1 и d_2 – расстояние между элементами антенной решетки вдоль линий Oy и Oz соответственно. При $d_1 = d_2 = d = \lambda/2$ выражение временной задержки между двумя соседними элементами плоской эквидистантной антенной решетки имеет вид:

$$\tau_{ij} = \frac{d \cos \theta_y (i-1) + d \cos \theta_z (j-1)}{c} = \frac{\cos \theta_y (i-1) + \cos \theta_z (j-1)}{2f_0}. \quad (2.63)$$

Представим выражение (2.63) в виде:

$$\tau_{ij} = \frac{\cos \theta_y (i-1)}{2f_0} + \frac{\cos \theta_z (j-1)}{2f_0} = \tau_{0y} (i-1) + \tau_{0z} (j-1), \quad (2.64)$$

где задержки τ_{0y} и τ_{0z} по направлениям Oy и Oz соответственно:

$$\begin{aligned} \tau_{0y} &= \frac{\cos \theta_y (i-1)}{2f_0} = \frac{d \cos \theta_y (i-1)}{c} = k_y d (i-1), \\ \tau_{0z} &= \frac{\cos \theta_z (j-1)}{2f_0} = \frac{d \cos \theta_z (j-1)}{c} = k_z d (j-1). \end{aligned} \quad (2.65)$$

В (2.65) k_y и k_z коэффициенты трансформации, зависящие от направления на цель:

$$\begin{aligned} k_y &= \frac{\cos \theta_y}{c}, \\ k_z &= \frac{\cos \theta_z}{c}. \end{aligned} \quad (2.66)$$

С учетом (2.64) выражение пространственно-временного непрерывно-дискретного сигнала примет вид:

$$\begin{aligned} u_{ij}(t) &= U(t - \tau_{0y}(i-1) - \tau_{0z}(j-1)) \times \\ &\times \cos \left[\omega_0(t - \tau_{0y}(i-1) - \tau_{0z}(j-1)) + \psi(t - \tau_{0y}(i-1) - \tau_{0z}(j-1)) \right]. \end{aligned} \quad (2.67)$$

При переходе к непрерывным координатам y и z , учитывая $y = (i-1)d$ и $z = (j-1)d$, аналогично сигналу на ЛЦАР, сигнал (2.67) можно представить в виде:

$$u(t, y, z) = U \left(t - \frac{y}{d} \tau_{0y} - \frac{z}{d} \tau_{0z} \right) \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{y}{d} \tau_{0y} - \frac{z}{d} \tau_{0z} \right) + \psi \left(t - \frac{y}{d} \tau_{0y} - \frac{z}{d} \tau_{0z} \right) \right], \quad (2.68)$$

где $y = [-y_m/2, y_m/2]$, $z = [-z_m/2, z_m/2]$, а $y_m = (I-1)d$ и $z_m = (J-1)d$ – размер ПЦАР.

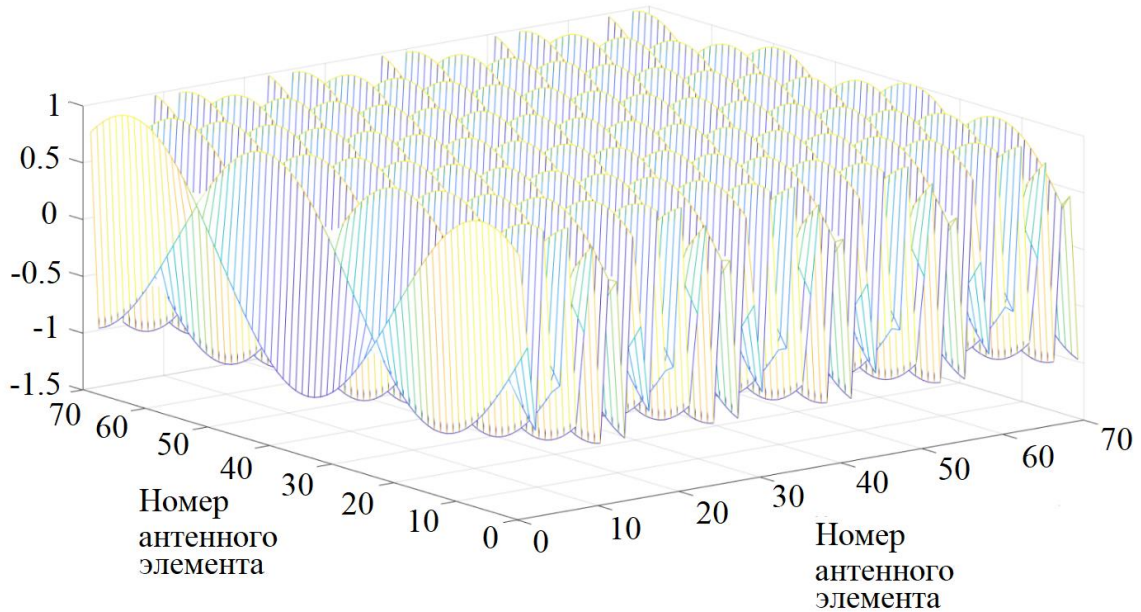
Пространственно-временной сигнал на ПЦАР (2.68), с учетом (2.66) представим в виде:

$$u(t, y, z) = u\left(t - k_y y - k_z z\right).$$

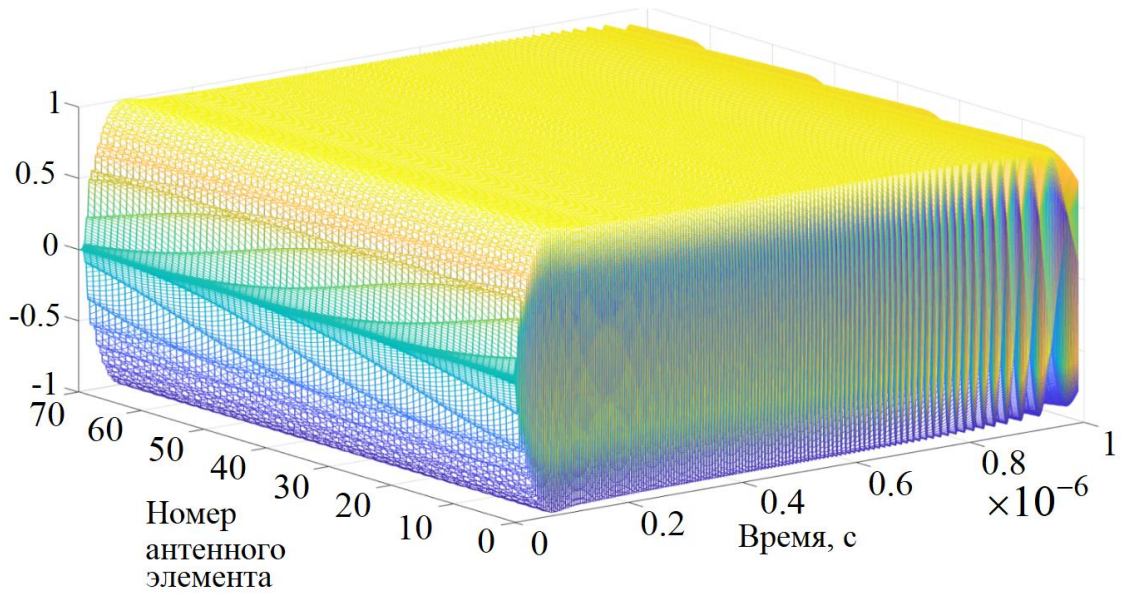
Таким образом формируется на плоской антенной решетке трехмерный пространственно-временной сигнал. На рисунке 2.17 приведены различные сечения ПВС для случая импульса с ЛЧМ, полученного путем моделирования (вопрос моделирования ПВС будет раскрыт в 3 главе). Сигнал поступает на ПЦАР, содержащей $I = J = 70$ антенных элементов сигнала, с направления $\alpha = 45^\circ$, $\beta = 2^\circ$.

Если в выражении (2.68) зафиксировать время, то сигнал на ПЦАР будет зависеть только от пространственных переменных и будет представлять собой двумерный квазигармонический процесс:

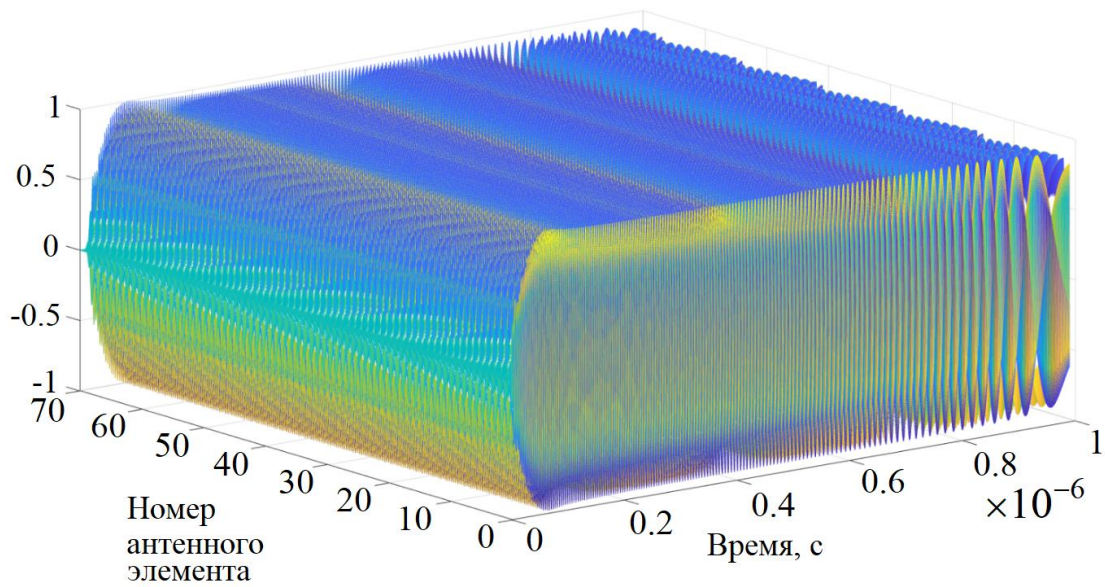
$$u(\hat{t}, y, z) = u\left(\hat{t} - \frac{y}{d}\tau_{0y} - \frac{z}{d}\tau_{0z}\right) \cos\left[\omega_0\left(\hat{t} - \frac{y}{d}\tau_{0y} - \frac{z}{d}\tau_{0z}\right) + \psi\left(\hat{t} - \frac{y}{d}\tau_{0y} - \frac{z}{d}\tau_{0z}\right)\right]. \quad (2.69)$$



a)



б)



в)

Рисунок 2.17 – а) Пространственно-временной ЛЧМ сигнал на плоскости $y0z$; б) Пространственно-временной ЛЧМ сигнал на плоскости $t0y$; в) Пространственно-временной ЛЧМ сигнал на плоскости $t0z$

2.4.1 Пространственно-временные сигналы на несущей частоте

Согласно (2.56) и (2.68) на ПЦАР формируется трехмерный ПВС, зависящий от трех аргументов. Рассмотрим спектральные свойства данного пространственно-временного сигнала. Трехмерный спектр непрерывного пространственно-временного сигнала на ПЦАР можно найти с помощью трехмерного преобразования Фурье и представить в виде:

$$\begin{aligned}
 \dot{U}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u(t, y, z) e^{-j\omega_t t} e^{-j\omega_y y} e^{-j\omega_z z} dt dy dz = \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u(t - k_y y - k_z z) e^{-j\omega_t t} e^{-j\omega_y y} e^{-j\omega_z z} dt dy dz = \\
 &= \left| t_1 = t - k_y y - k_z z \right| = \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u(t_1) e^{-j\omega_t t_1} e^{-j(\omega_t k_y + \omega_y) y} e^{-j(\omega_t k_z + \omega_z) z} dt_1 dy dz = \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} u(t_1) e^{-j\omega_t t_1} dt_1 \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j(\omega_t k_y + \omega_y) y} dy \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j(\omega_t k_z + \omega_z) z} dz = \\
 &= \dot{U}(\omega_t) \delta(\omega_t k_y + \omega_y) \delta(\omega_t k_z + \omega_z),
 \end{aligned} \tag{2.70}$$

где ω_t , ω_y и ω_z – частоты, соответствующие временным и пространственным переменным и называемые временной и пространственными частотами, $\dot{U}(\omega_t)$ – спектр исходного одномерного сигнала, $\delta(\cdot)$ – дельта-функция.

Если в (2.70) пределы интегрирования ограничены размером антенной решетки y_m и z_m , а начало координат в пространственных переменных y и z расположено в середине антенны, то трехмерный спектр принимает вид:

$$\begin{aligned}
 \dot{U}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-y_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} u(t, y, z) e^{-j\omega_t t} e^{-j\omega_y y} e^{-j\omega_z z} dt dy dz = \\
 &= \dot{U}(\omega_t) \int_{-y_m/2}^{y_m/2} e^{-j(\omega_t k_y + \omega_y) y} dy \int_{-z_m/2}^{z_m/2} e^{-j(\omega_t k_z + \omega_z) z} dz =
 \end{aligned}$$

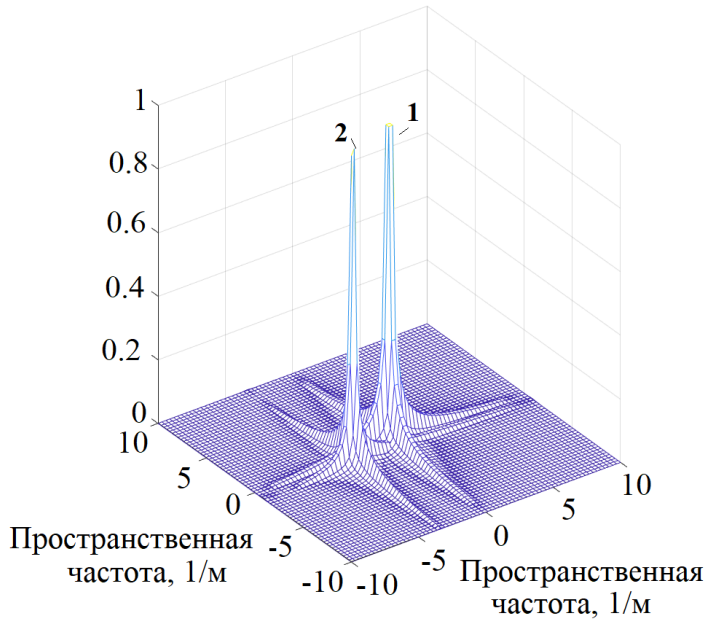
$$\begin{aligned}
&= \dot{U}(\omega_t) y_m e^{-j(\omega_t k_y + \omega_y) y_m / 2} \left[\frac{\sin((\omega_t k_y + \omega_y) y_m / 2)}{(\omega_t k_y + \omega_y) y_m / 2} \right] \times \\
&\times z_m e^{-j(\omega_t k_z + \omega_z) z_m / 2} \left[\frac{\sin((\omega_t k_z + \omega_z) z_m / 2)}{(\omega_t k_z + \omega_z) z_m / 2} \right].
\end{aligned} \tag{2.71}$$

Множители вида $\sin(\cdot)/(\cdot)$ в (2.71) образуют ненулевые полосы на частотных плоскостях вдоль прямых линий $\omega_y = -k_y \omega_t$ и $\omega_z = -k_z \omega_t$, ширина которых определяется размером антенны y_m и z_m , а положение на плоскости – углами прихода сигнала, т.е. азимутом α и углом места β .

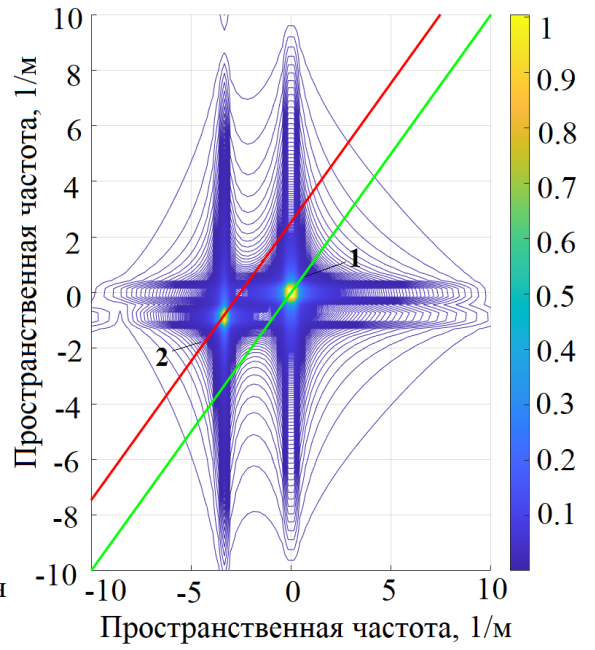
Уравнения (2.70) и (2.71) показывают, что для разных углов прихода колебаний положение активной области спектра разное. Поскольку невозможно явно изобразить спектр типа $\dot{U}(\omega_t, \omega_y, \omega_z)$, представим различные сечения трехмерного амплитудного спектра сигнала, сформированного на плоской антенной решетке, в которых явно данные отображаются свойства. На рисунках 2.18а, 2.18в и 2.18д показаны сечения пространственно-временных спектров ЛЧМ сигналов, полученные согласно (2.71), поступающих на антенную решетку с разных направлений: 1 – $\alpha_{c1} = 0^\circ, \beta_{c1} = 0^\circ$; 2 – $\alpha_{c2} = 20^\circ, \beta_{c2} = 5^\circ$, в том числе на рисунках 2.18б, 2.18г и 2.18е приведены их спектральные диаграммы. Ненулевые участки на рисунках 2.18б, 2.18г и 2.18е соответствуют прямым линиям, соответственно:

$$\begin{aligned}
\omega_y &= \omega_z + (k_z - k_y) \omega_t, \quad \omega_t = const, \\
\omega_y &= -k_y \omega_t, \\
\omega_z &= -k_z \omega_t,
\end{aligned} \tag{2.72}$$

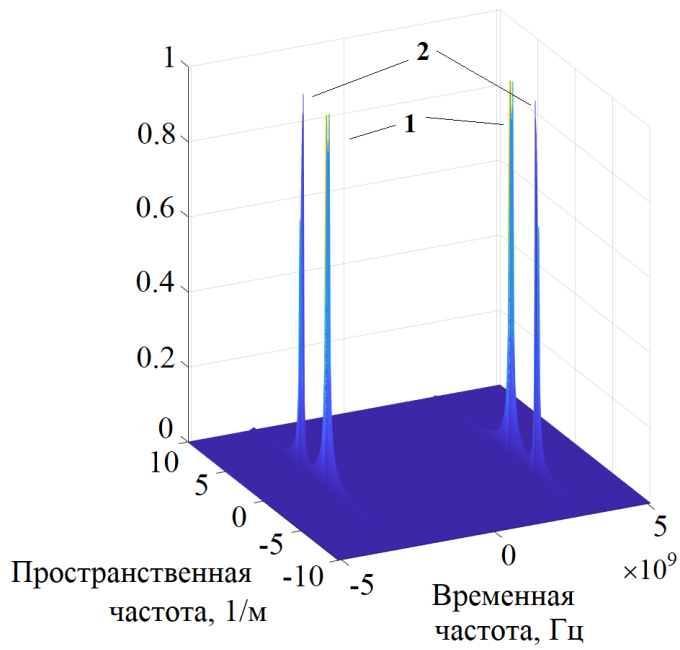
ширина которых определяется размерами антенны $y_m \times z_m$, а положение на плоскости – углами прихода волны α и β . Чем больше размер антенны, тем меньше ширина пространственного спектра сигнала.



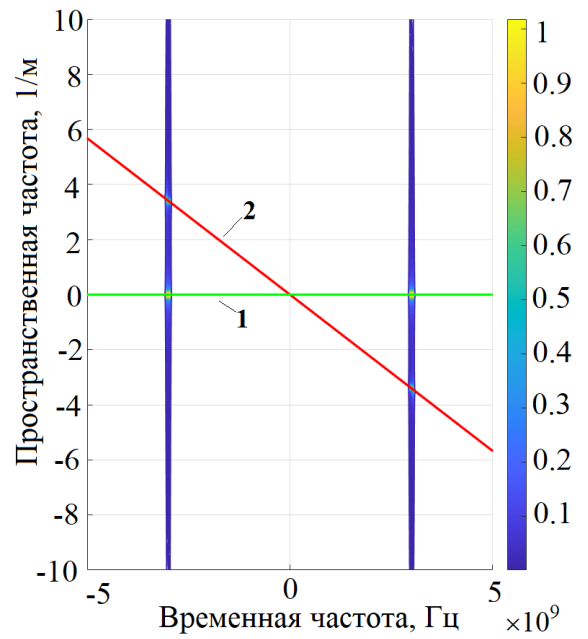
а)



б)



в)



г)

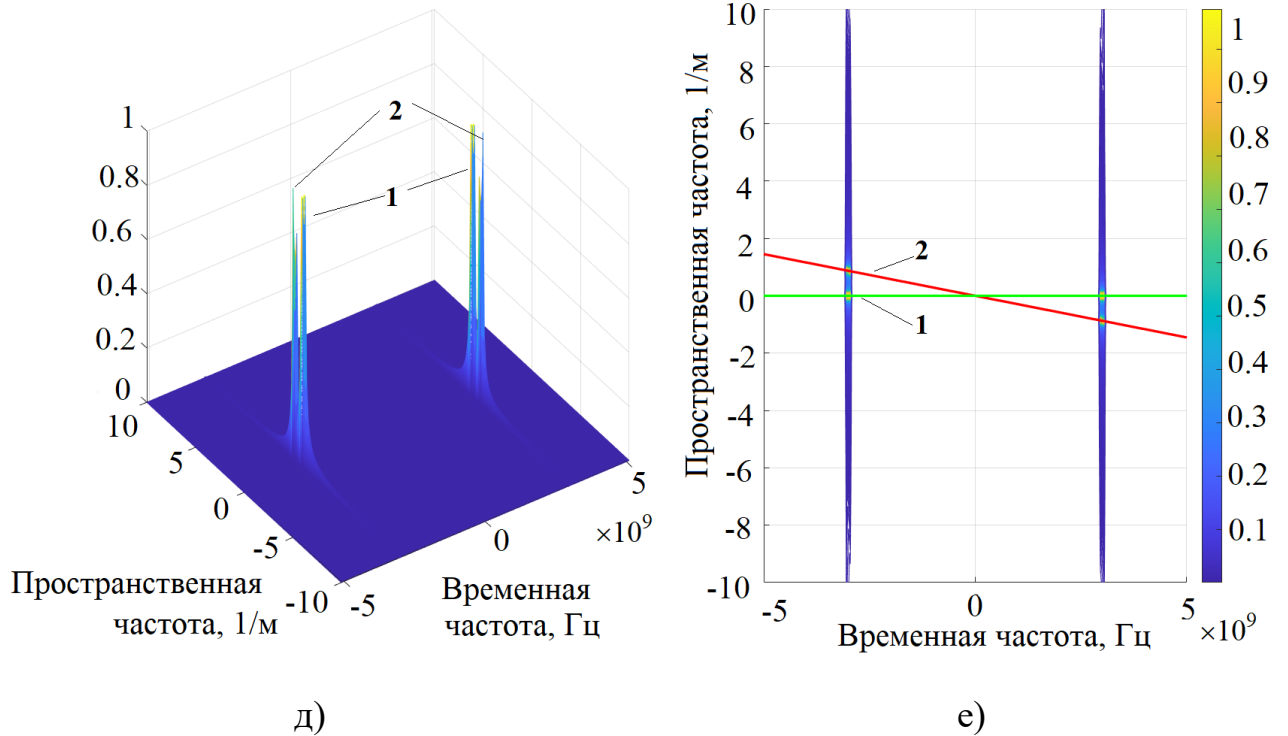


Рисунок 2.18 – а) Спектры ПВС в плоскости $\omega_y \omega_z$ при $\omega_t = 3 ГГц$; б) Спектральная диаграмма ПВС в плоскости $\omega_y \omega_z$ при $\omega_t = 3 ГГц$; в) Спектры ПВС в плоскости $\omega_y \omega_t$ при $\omega_z = 0$ 1/м; г) Спектральная диаграмма ПВС в плоскости $\omega_y \omega_t$ при $\omega_z = 0$ 1/м; д) Спектры ПВС в плоскости $\omega_z \omega_t$ при $\omega_y = 0$ 1/м; е) Спектральная диаграмма ПВС в плоскости $\omega_z \omega_t$ при $\omega_y = 0$ 1/м;

$$1 - \alpha_{c1} = 0^\circ, \beta_{c1} = 0^\circ; 2 - \alpha_{c2} = 20^\circ, \beta_{c2} = 5^\circ$$

Таким образом, из рисунка 2.18 видно, что для разных углов прихода колебаний положение активной области спектра разное и имеет узкий пик, как и для ПВС на ЛЦАР, что может стать основой для разделения сигналов, и, в частности, для борьбы с помехами.

2.4.2 Пространственно-временные сигналы на промежуточной частоте

По аналогии с ПВС, формируемых на ЛЦАР, применительно к сигналам на выходах ПЦАР рассмотрим преобразование в смесителе сигналов вида (2.67)

Сигнал гетеродина, общий для всех приемных каналов, описывается выражением (3.32). После преобразования принимаемого сигнала (2.67) в сигнал

промежуточной частоты $\omega_{nc} = |\omega_z - \omega_0|$ находим выражение сигнала промежуточной частоты на элементе антенны с координатами (i, j) :

$$u_{ncij}(t) = U(t - \tau_{0y}(i-1) - \tau_{0z}(j-1)) \times \cos[\omega_{nc}t - \omega_0\tau_{0y}(i-1) - \omega_0\tau_{0z}(j-1) + \psi(t - \tau_{0y}(i-1) - \tau_{0z}(j-1))]. \quad (2.73)$$

Квадратурные компоненты набора $i \times j$ сигналов (2.73) имеют вид:

$$\begin{aligned} A_{ncij}(t) &= U(t - \tau_{0y}(i-1) - \tau_{0z}(j-1)) \times \\ &\times \cos[\psi(t - \tau_{0y}(i-1) - \tau_{0z}(j-1)) - \omega_0\tau_{0y}(i-1) - \omega_0\tau_{0z}(j-1)], \\ C_{ncij}(t) &= U(t - \tau_{0y}(i-1) - \tau_{0z}(j-1)) \times \\ &\times \sin[\psi(t - \tau_{0y}(i-1) - \tau_{0z}(j-1)) - \omega_0\tau_{0y}(i-1) - \omega_0\tau_{0z}(j-1)]. \end{aligned} \quad (2.74)$$

Рассмотрим свойства пространственно-временных спектров сигналов промежуточной частоты. Как и для случая сигнала несущей частоты, перейдем от непрерывно-дискретного сигнала к непрерывному пространственно-временному сигналу. Заменяем в (2.73) пространственные переменные i и j на непрерывные координаты y и z , учитывая $y = (i-1)d$ и $z = (j-1)d$, $y = [-y_m/2, y_m/2]$, $z = [-z_m/2, z_m/2]$, по правилам (2.65) и (2.66), получим выражение для ПВС вида :

$$u_{nc}(t, y, z) = U(t - k_y y - k_z z) \times \cos[\omega_{nc}(t - k_y y - k_z z) + \omega_{nc}k_y y + \omega_{nc}k_z z - \omega_0 k_y y - \omega_0 k_z z + \psi(t - k_y y - k_z z)]. \quad (2.75)$$

Преобразуем выражение (2.75) с учетом $\omega_0 = |\omega_z - \omega_{nc}|$ к виду:

$$\begin{aligned} u_{nc}(t, y, z) &= U(t - k_y y - k_z z) \times \\ &\times \cos[\omega_{nc}(t - k_y y - k_z z) + \omega_z k_y y + \omega_z k_z z + \psi(t - k_y y - k_z z)] = \\ &= U(t - k_y y - k_z z) \cos[\omega_{nc}(t - k_y y - k_z z) + \psi(t - k_y y - k_z z)] \cos(\omega_z(k_y y + k_z z)) + \\ &+ U(t - k_y y - k_z z) \sin[\omega_{nc}(t - k_y y - k_z z) + \psi(t - k_y y - k_z z)] \sin(\omega_z(k_y y + k_z z)). \end{aligned} \quad (2.76)$$

Найдем пространственно-временной спектр сигнала промежуточной частоты (2.76) при помощи трехмерного преобразованием Фурье:

$$\begin{aligned}
\dot{U}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-y_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} u_{nu}(t, y, z) e^{-j\omega_t t - j\omega_y y - j\omega_z z} dt dy dz = \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-y_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} U(t - k_y y - k_z z) \cos\left[\omega_{nu}(t - k_y y - k_z z) + \psi(t - k_y y - k_z z)\right] \times \\
&\quad \times \cos\left(\omega_z(k_y y + k_z z)\right) e^{-j\omega_t t - j\omega_y y - j\omega_z z} dt dy dz + \\
&+ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-y_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} U(t - k_y y - k_z z) \sin\left[\omega_{nu}(t - k_y y - k_z z) + \psi(t - k_y y - k_z z)\right] \times \\
&\quad \times \sin\left(\omega_z(k_y y + k_z z)\right) e^{-j\omega_t t - j\omega_y y - j\omega_z z} dt dy dz.
\end{aligned} \tag{2.77}$$

Представим (2.77) как сумму слагаемых $\dot{U}_c(\omega_t, \omega_y, \omega_z)$ и $\dot{U}_s(\omega_t, \omega_y, \omega_z)$ и рассмотрим их по отдельности:

$$\begin{aligned}
\dot{U}_c(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-y_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} U(t - k_y y - k_z z) \times \\
&\quad \times \cos\left[\omega_{nu}(t - k_y y - k_z z) + \psi(t - k_y y - k_z z)\right] \times \\
&\quad \times \cos\left(\omega_z(k_y y + k_z z)\right) e^{-j\omega_t t - j\omega_y y - j\omega_z z} dt dy dz = \left|t_1 = t - k_y y - k_z z\right| = \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} u(t_1) e^{-j\omega_t t_1} dt_1 \int_{-y_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} \cos\left(\omega_z(k_y y + k_z z)\right) e^{-jy(\omega_k y + \omega_y) - jz(\omega_k z + \omega_z)} dy dz = \\
&= \dot{U}_c(\omega_t) \int_{-y_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} \cos\left(\omega_z(k_y y + k_z z)\right) e^{-jy(\omega_k y + \omega_y) - jz(\omega_k z + \omega_z)} dy dz,
\end{aligned} \tag{2.78}$$

где $\dot{U}_c(\omega_t)$ – одномерный спектр синфазной составляющей квадратурных компонент сигнала промежуточной частоты (2.39).

Аналогично определим второе слагаемое пространственно-временного спектра (2.77), имеющее вид:

$$\begin{aligned}
\dot{U}_s(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-y_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} U(t - k_y y - k_z z) \times \\
&\quad \times \sin\left[\omega_{nu}(t - k_y y - k_z z) + \psi(t - k_y y - k_z z)\right] \times \\
&\quad \times \sin\left(\omega_z(k_y y + k_z z)\right) e^{-j\omega_t t - j\omega_y y - j\omega_z z} dt dy dz = \left|t_1 = t - k_y y - k_z z\right| =
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \int_{-\infty}^{\infty} u(t_1) e^{-j\omega_1 t_1} dt_1 \int_{-y_m/2 - z_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} \sin(\omega_z (k_y y + k_z z)) e^{-jy(\omega_1 k_y + \omega_y) - jz(\omega_1 k_z + \omega_z)} dy dz = \\
&= \dot{U}_c(\omega_t) \int_{-y_m/2 - z_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} \sin(\omega_z (k_y y + k_z z)) e^{-jy(\omega_1 k_y + \omega_y) - jz(\omega_1 k_z + \omega_z)} dy dz,
\end{aligned} \tag{2.79}$$

где $\dot{U}_s(\omega_t)$ – одномерный спектр квадратурной составляющей квадратурных компонент сигнала промежуточной частоты (2.41).

Спектры сигналов $u_c(t)$ и $u_s(t)$ определяются выражениями (2.42) и (2.43), для которых справедливо свойство (2.44).

В целом пространственно-временной спектр (2.77) определяется суммой спектров (2.38) и (2.40):

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) = \dot{U}_c(\omega_t, \omega_y, \omega_z) + \dot{U}_s(\omega_t, \omega_y, \omega_z). \tag{2.80}$$

Рассмотрим вторые сомножители в (2.78) и (2.79), представляющие собой функции частот по времени ω_t и пространствам ω_y и ω_z , и описывающие изменения соответствующие появлению в сигнале пространственных координат. Обозначая эти сомножители в (2.78) и (2.79) $J_c(\omega_t, \omega_y, \omega_z)$ и $J_s(\omega_t, \omega_y, \omega_z)$ соответственно, получаем:

$$\begin{aligned}
J_c(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \int_{-y_m/2 - z_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} \cos(\omega_z (k_y y + k_z z)) e^{-jy(\omega_1 k_y + \omega_y) - jz(\omega_1 k_z + \omega_z)} dy dz, \\
J_s(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \int_{-y_m/2 - z_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} \sin(\omega_z (k_y y + k_z z)) e^{-jy(\omega_1 k_y + \omega_y) - jz(\omega_1 k_z + \omega_z)} dy dz.
\end{aligned}$$

Из (2.78) имеем:

$$\begin{aligned}
J_c(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \frac{1}{2} \int_{-y_m/2 - z_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} \left\{ \left[e^{j\omega_z (k_y y + k_z z)} + e^{-j\omega_z (k_y y + k_z z)} \right] \times \right. \\
&\times e^{-jy(\omega_1 k_y + \omega_y) - jz(\omega_1 k_z + \omega_z)} \left. \right\} dy dz = \\
&= \frac{1}{2} \int_{-y_m/2}^{y_m/2} e^{jy(\omega_2 k_y - \omega_1 k_y - \omega_y)} dy \int_{-z_m/2}^{z_m/2} e^{jz(\omega_2 k_z - \omega_1 k_z - \omega_z)} dz + \\
&+ \frac{1}{2} \int_{-y_m/2}^{y_m/2} e^{-jy(\omega_2 k_y + \omega_1 k_y + \omega_y)} dy \int_{-z_m/2}^{z_m/2} e^{-jz(\omega_2 k_z + \omega_1 k_z + \omega_z)} dz.
\end{aligned} \tag{2.81}$$

Обозначим в (2.81):

$$\begin{aligned}\omega_- &= (\omega_z - \omega_t)k_y - \omega_y, \\ \omega_+ &= (\omega_z + \omega_t)k_y + \omega_y.\end{aligned}\quad (2.82)$$

Тогда $J_c(\omega_t, \omega_y, \omega_z)$ примет вид:

$$\begin{aligned}J_c(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \frac{y_m z_m}{2} \left\{ \frac{\sin\left\{\omega_- \frac{y_m}{2}\right\}}{\omega_- \frac{y_m}{2}} e^{-j\omega_- \frac{y_m}{2}} \frac{\sin\left\{\omega_- \frac{z_m}{2}\right\}}{\omega_- \frac{z_m}{2}} e^{-j\omega_- \frac{z_m}{2}} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sin\left\{\omega_+ \frac{y_m}{2}\right\}}{\omega_+ \frac{y_m}{2}} e^{-j\omega_+ \frac{y_m}{2}} \frac{\sin\left\{\omega_+ \frac{z_m}{2}\right\}}{\omega_+ \frac{z_m}{2}} e^{-j\omega_+ \frac{z_m}{2}} \right\}.\end{aligned}\quad (2.83)$$

Из (2.79) имеем:

$$\begin{aligned}J_s(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \frac{1}{2j} \int_{-y_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} \left\{ \left[e^{j\omega_z(k_y y + k_z z)} - e^{-j\omega_z(k_y y + k_z z)} \right] \times \right. \\ &\quad \left. \times e^{-jy(\omega_t k_y + \omega_y)} - jz(\omega_t k_z + \omega_z) \right\} dy dz = \\ &= \frac{1}{2j} \int_{-y_m/2}^{y_m/2} e^{jy(\omega_z k_y - \omega_t k_y - \omega_y)} dy \int_{-z_m/2}^{z_m/2} e^{jz(\omega_z k_z - \omega_t k_z - \omega_z)} dz - \\ &\quad - \frac{1}{2j} \int_{-y_m/2}^{y_m/2} e^{-jy(\omega_z k_y + \omega_t k_y + \omega_y)} dy \int_{-z_m/2}^{z_m/2} e^{-jz(\omega_z k_z + \omega_t k_z + \omega_z)} dz.\end{aligned}$$

Используя обозначения (2.82), $J_s(\omega_t, \omega_y, \omega_z)$ примет вид:

$$\begin{aligned}J_s(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \frac{y_m z_m}{2j} \left\{ \frac{\sin\left\{\omega_- \frac{y_m}{2}\right\}}{\omega_- \frac{y_m}{2}} e^{-j\omega_- \frac{y_m}{2}} \frac{\sin\left\{\omega_- \frac{z_m}{2}\right\}}{\omega_- \frac{z_m}{2}} e^{-j\omega_- \frac{z_m}{2}} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{\sin\left\{\omega_+ \frac{y_m}{2}\right\}}{\omega_+ \frac{y_m}{2}} e^{-j\omega_+ \frac{y_m}{2}} \frac{\sin\left\{\omega_+ \frac{z_m}{2}\right\}}{\omega_+ \frac{z_m}{2}} e^{-j\omega_+ \frac{z_m}{2}} \right\}.\end{aligned}\quad (2.84)$$

С учетом (2.44), (2.83), (2.84) и (2.82) спектр ПВС промежуточной частоты на ПЦАР определяется выражением:

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) = \begin{cases} y_m z_m \dot{U}_c(\omega_t) \frac{\sin\left\{\omega_+ \frac{y_m}{2}\right\}}{\omega_+ \frac{y_m}{2}} e^{-j\omega_+ \frac{y_m}{2}} \frac{\sin\left\{\omega_+ \frac{z_m}{2}\right\}}{\omega_+ \frac{z_m}{2}} e^{-j\omega_+ \frac{z_m}{2}}, & \text{при } \omega_t > 0, \\ y_m z_m \dot{U}_c(\omega_t) \frac{\sin\left\{\omega_- \frac{y_m}{2}\right\}}{\omega_- \frac{y_m}{2}} e^{-j\omega_- \frac{y_m}{2}} \frac{\sin\left\{\omega_- \frac{z_m}{2}\right\}}{\omega_- \frac{z_m}{2}} e^{-j\omega_- \frac{z_m}{2}}, & \text{при } \omega_t < 0. \end{cases} \quad (2.85)$$

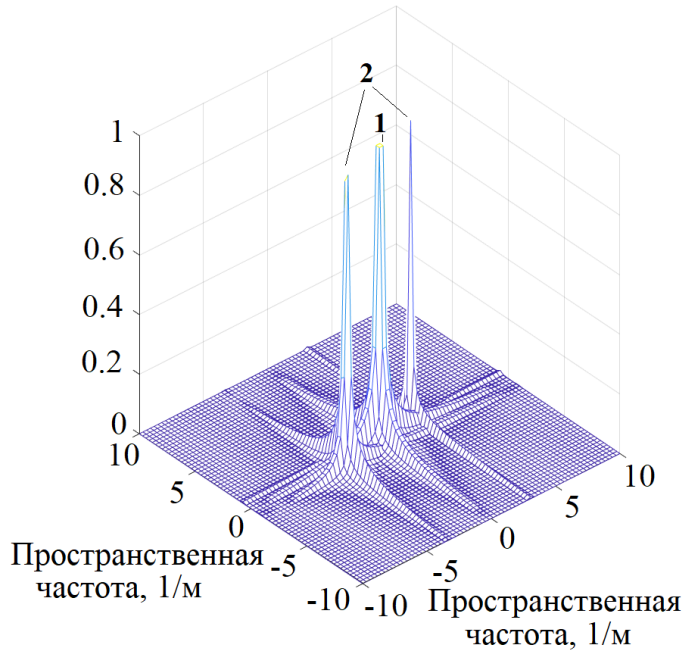
На рисунках 2.19а, 2.19в и 2.19д показаны сечения пространственно-временных спектров ЛЧМ сигналов промежуточной частоты, поступающих на антенную решетку с разных направлений: 1 – $\alpha_{c1} = 0^\circ, \beta_{c1} = 0^\circ$; 2 – $\alpha_{c2} = 20^\circ, \beta_{c2} = 5^\circ$, полученные согласно (2.85), а на рисунках 2.19б, 2.19г и 2.19е их спектральные диаграммы. Ненулевые участки на рисунках 2.19б, 2.19г и 2.19е соответствуют прямым линиям, соответственно:

$$\begin{cases} \omega_y = \omega_z + (\omega_2 + \omega_t)(k_z - k_y), & \omega_t = const, \\ \omega_y = -(\omega_2 + \omega_t)k_y, & \text{при } \omega_t > 0, \\ \omega_z = -(\omega_2 + \omega_t)k_z, & \end{cases} \quad (2.86)$$

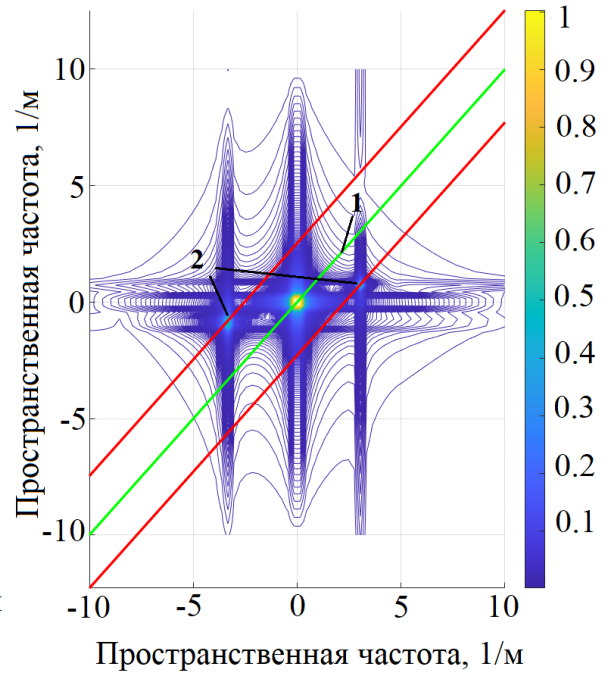
$$\begin{cases} \omega_y = \omega_z + (\omega_2 - \omega_t)(k_y - k_z), & \omega_t = const, \\ \omega_y = (\omega_2 - \omega_t)k_y, & \text{при } \omega_t < 0, \\ \omega_z = (\omega_2 - \omega_t)k_z, & \end{cases}$$

ширина которых определяется размерами антенны $y_m \times z_m$, а положение на плоскости – углами прихода α и β . Чем больше размер антенны, тем меньше ширина пространственного спектра сигнала.

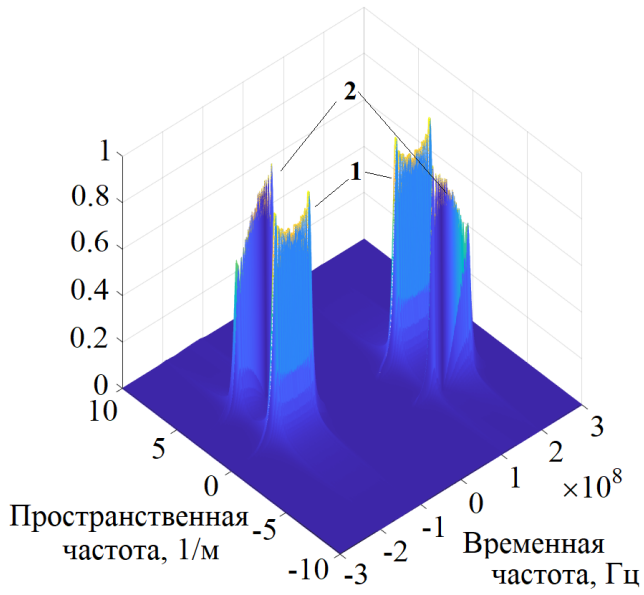
Таким образом, из рисунков 2.19 видно, что для разных углов прихода колебаний положение активной области спектра разное, что может стать основой для разделения сигналов, и, в частности, для борьбы с помехами.



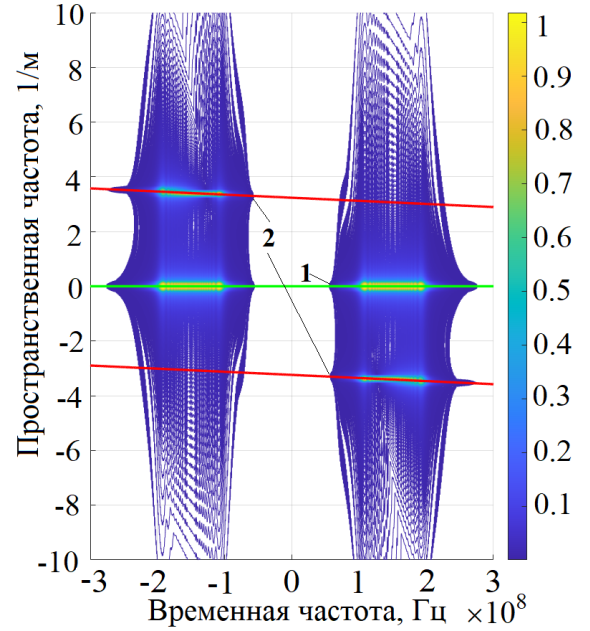
а)



б)



в)



г)

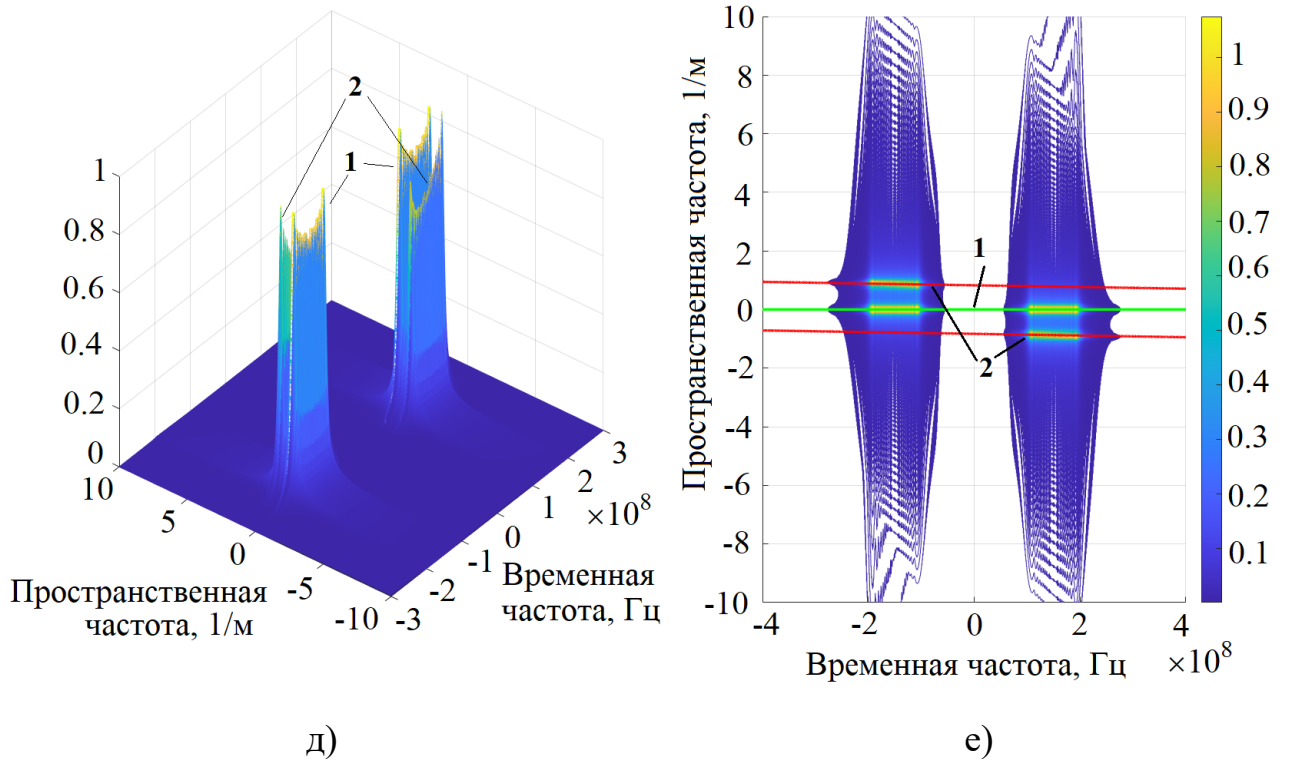


Рисунок 2.19 – а) Спектры ПВС в плоскости $\omega_y \omega_z$ при $\omega_t = \omega_z$; б) Спектральная диаграмма ПВС в плоскости $\omega_y \omega_z$ при $\omega_t = \omega_z$; в) Спектры ПВС в плоскости $\omega_y \omega_t$ при $\omega_z = 0$ 1/м; г) Спектральная диаграмма ПВС в плоскости $\omega_y \omega_t$ при $\omega_z = 0$ 1/м; д) Спектры ПВС $\omega_z \omega_t$ при $\omega_y = 0$ 1/м; е) Спектральная диаграмма ПВС в плоскости $\omega_z \omega_t$ при $\omega_y = 0$ 1/м; 1 – $\alpha_{c1} = 0^\circ, \beta_{c1} = 0^\circ$; 2 – $\alpha_{c2} = 20^\circ, \beta_{c2} = 5^\circ$

2.4.3 Пространственно-временные сигналы на «нулевой» частоте

По аналогии с ПВС, формируемом на ЛЦАР, найдем выражение спектра ПВС для ПЦАР.

Выражение ПВС промежуточной частоты (2.75) можно представить в виде:

$$\begin{aligned} u_{nc}(t, y, z) &= U(t - k_y y - k_z z) \operatorname{Re} \left\{ e^{j(\omega_{nc} t - \omega_0 k_y y - \omega_0 k_z z + \psi(t - k_y y - k_z z))} \right\} = \\ &= U(t - k_y y - k_z z) \operatorname{Re} \left\{ e^{-j(\omega_0 k_y y + \omega_0 k_z z - \psi(t - k_y y - k_z z))} e^{j\omega_{nc} t} \right\} = \operatorname{Re} \left\{ \dot{U}(t, y, z) e^{j\omega_{nc} t} \right\}, \end{aligned}$$

где $\dot{U}(t, y, z)$ – комплексная огибающая пространственно-временного сигнала:

$$\dot{U}(t, y, z) = U(t - k_y y - k_z z) e^{-j(\omega_0 k_y y + \omega_0 k_z z - \psi(t - k_y y - k_z z))}. \quad (2.87)$$

Ее квадратурные компоненты определяются выражениями:

$$\begin{aligned} A(t, y, z) &= U(t - k_y y - k_z z) \cos \left[\psi(t - k_y y - k_z z) - \omega_0 k_y y - \omega_0 k_z z \right], \\ C(t, y, z) &= U(t - k_y y - k_z z) \sin \left[\psi(t - k_y y - k_z z) - \omega_0 k_y y - \omega_0 k_z z \right]. \end{aligned} \quad (2.88)$$

При этом:

$$\dot{U}(t, y, z) = A(t, y, z) + jC(t, y, z). \quad (2.89)$$

Спектр сигнала $\dot{U}(t, y, z)$ располагается в окрестности «нулевой» частоты $\omega_t = 0$. Квадратурные компоненты (2.89) являются низкочастотными ПВС и полностью характеризуют сигналы и высокой (2.67), и промежуточной (2.73) частот.

Найдем пространственно-временной спектр комплексной огибающей (2.87):

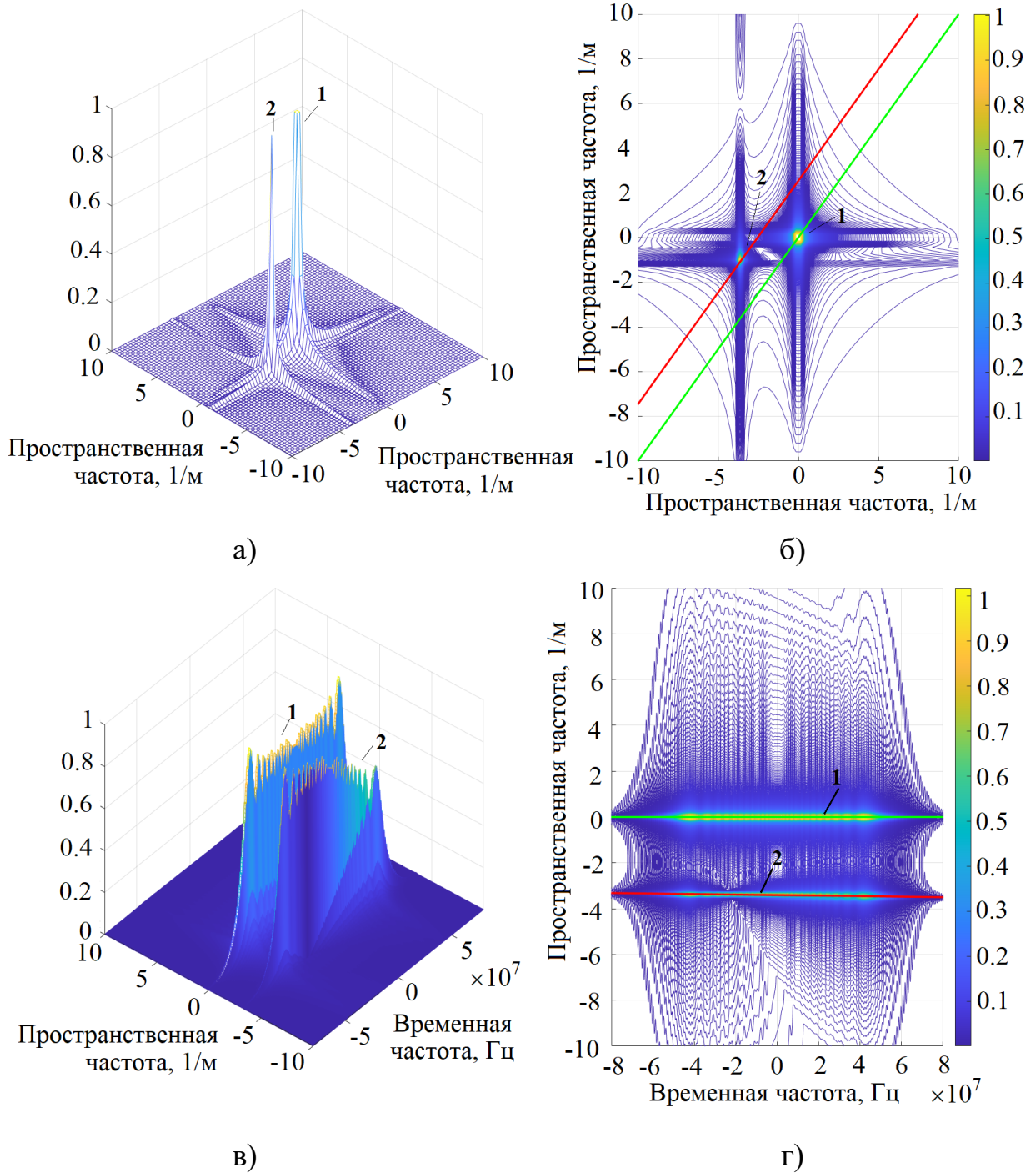
$$\begin{aligned} \dot{G}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-y_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} \dot{U}(t, y, z) e^{-j\omega_t t - j\omega_y y - j\omega_z z} dt dy dz = \\ &= \left| t_1 = t - k_y y - k_z z \right| = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} U(t_1) e^{j\psi(t_1)} e^{-j\omega_t t_1} dt_1 \int_{-y_m/2}^{y_m/2} e^{-j((\omega_0 + \omega_t)k_y + \omega_y)y} dy \int_{-z_m/2}^{z_m/2} e^{-j((\omega_0 + \omega_t)k_z + \omega_z)z} dz = \quad (2.90) \\ &= \dot{G}(\omega_t) y_m z_m \frac{\sin \left[((\omega_0 + \omega_t)k_y + \omega_y) y_m / 2 \right]}{((\omega_0 + \omega_t)k_y + \omega_y) y_m / 2} e^{-j((\omega_0 + \omega_t)k_y + \omega_y) y_m / 2} \times \\ &\times \frac{\sin \left[((\omega_0 + \omega_t)k_z + \omega_z) z_m / 2 \right]}{((\omega_0 + \omega_t)k_z + \omega_z) z_m / 2} e^{-j((\omega_0 + \omega_t)k_z + \omega_z) z_m / 2}, \end{aligned}$$

где $\dot{G}(\omega_t)$ – одномерный спектр комплексной огибающей вида (2.54).

На рисунках 2.20а, 2.20в, 2.20д, показаны сечения пространственно-временных спектров ЛЧМ сигналов «нулевой» частоты, поступающих на антенную решетку с разных направлений: 1 – $\alpha_{c1} = 0^\circ, \beta_{c1} = 0^\circ$; 2 – $\alpha_{c2} = 20^\circ, \beta_{c2} = 5^\circ$, полученные согласно (2.90), а на рисунках 2.20б, 2.20г и 2.20е их спектральные диаграммы. Ненулевые участки на рисунках 2.20б, 2.20г и 2.20е соответствуют прямым линиям, соответственно:

$$\begin{aligned}
 \omega_y &= \omega_z + (\omega_0 + \omega_t)(k_z - k_y), \quad \omega_t = \text{const}, \\
 \omega_y &= -(\omega_0 + \omega_t)k_y, \\
 \omega_z &= -(\omega_0 + \omega_t)k_z.
 \end{aligned}
 \tag{2.91}$$

ширина которых определяется размерами антенны $y_m \times z_m$, а положение на плоскости – углами прихода волны α и β . Чем больше размер антенны, тем меньше ширина пространственного спектра сигнала.



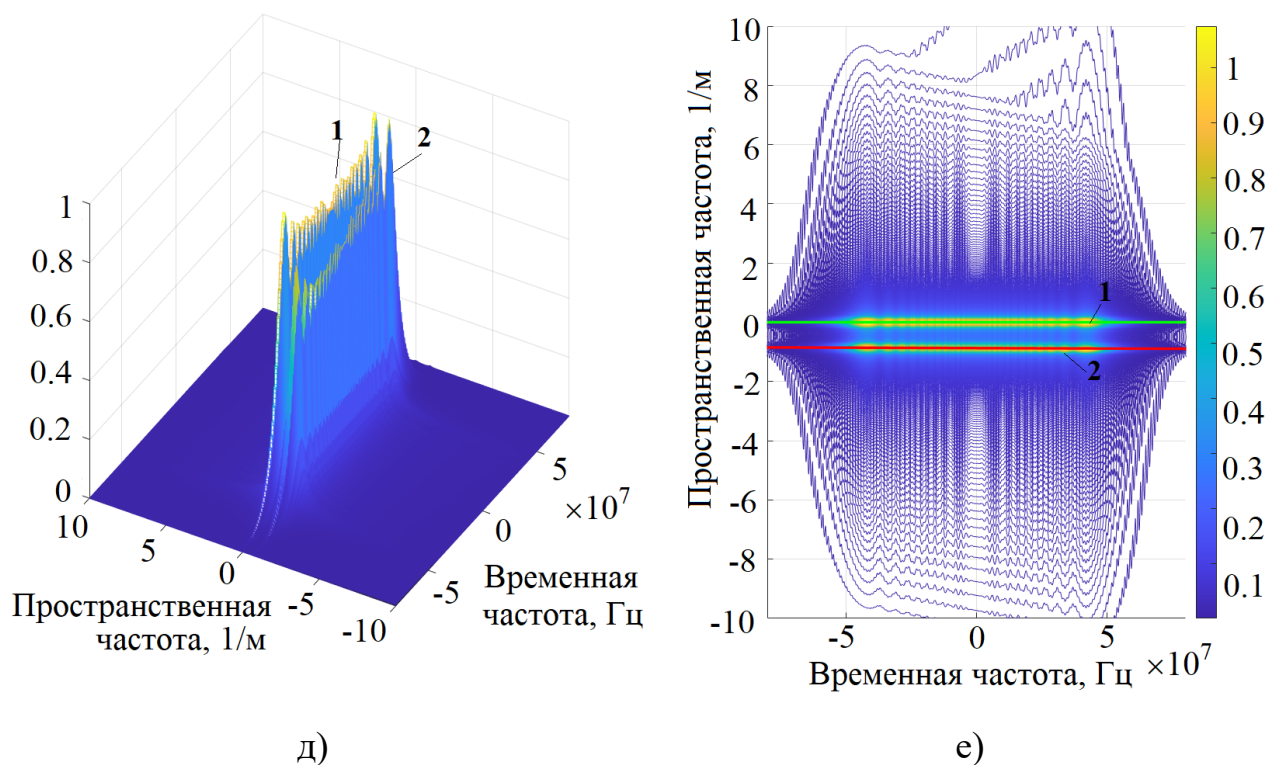


Рисунок 2.20 – а) Спектры ПВС в плоскости $\omega_y\omega_z$ при $\omega_t = 0 \text{ Гц}$; б) Спектральная диаграмма ПВС в плоскости $\omega_y\omega_z$ при $\omega_t = 0 \text{ Гц}$; в) Спектры ПВС в плоскости $\omega_y\omega_t$ при $\omega_z = 0 \text{ 1/м}$; г) Спектральная диаграмма ПВС в плоскости $\omega_y\omega_t$ при $\omega_z = 0 \text{ 1/м}$; д) Спектры ПВС в плоскости $\omega_z\omega_t$ при $\omega_y = 0 \text{ 1/м}$; е) Спектральная диаграмма ПВС в плоскости $\omega_z\omega_t$ при $\omega_y = 0 \text{ 1/м}$; 1 – $\alpha_{c1} = 0^\circ, \beta_{c1} = 0^\circ$; 2 – $\alpha_{c2} = 20^\circ, \beta_{c2} = 5^\circ$

Таким образом, из рисунков 2.20 видно, что для разных углов прихода колебаний положение активной области спектра разное, что может стать основой для разделения сигналов, и, в частности, для борьбы с помехами.

Спектры квадратурных компонент (2.51) определяется аналогично спектру ПВС:

$$\begin{aligned} \dot{G}_A(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-y_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} A(t, y, z) e^{-j\omega_t t - j\omega_y y - j\omega_z z} dt dy dz = \\ &= |t_1 = t - k_y y - k_z z| = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} U(t_1) e^{j\psi(t_1)} e^{-j\omega_1 t_1} dt_1 \int_{-y_m/2}^{y_m/2} e^{-j((\omega_0 + \omega_t)k_y + \omega_y)y} dy \int_{-z_m/2}^{z_m/2} e^{-j((\omega_0 + \omega_t)k_z + \omega_z)z} dz + \\
&+ \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} U(t_1) e^{-j\psi(t_1)} e^{-j\omega_1 t_1} dt_1 \int_{-y_m/2}^{y_m/2} e^{-j((-\omega_0 + \omega_t)k_y + \omega_y)y} dy \int_{-z_m/2}^{z_m/2} e^{-j((-\omega_0 + \omega_t)k_z + \omega_z)z} dz, \\
\dot{G}_C(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-y_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} A(t, y, z) e^{-j\omega_t t - j\omega_y y - j\omega_z z} dt dy dz = \\
&= |t_1 = t - k_y y - k_z z| = \\
&= \frac{1}{2j} \int_{-\infty}^{\infty} U(t_1) e^{j\psi(t_1)} e^{-j\omega_1 t_1} dt_1 \int_{-y_m/2}^{y_m/2} e^{-j((\omega_0 + \omega_t)k_y + \omega_y)y} dy \int_{-z_m/2}^{z_m/2} e^{-j((\omega_0 + \omega_t)k_z + \omega_z)z} dz - \\
&- \frac{1}{2j} \int_{-\infty}^{\infty} U(t_1) e^{-j\psi(t_1)} e^{-j\omega_1 t_1} dt_1 \int_{-y_m/2}^{y_m/2} e^{-j((-\omega_0 + \omega_t)k_y + \omega_y)y} dy \int_{-z_m/2}^{z_m/2} e^{-j((-\omega_0 + \omega_t)k_z + \omega_z)z} dz.
\end{aligned}$$

что с учетом (2.89) приводит к выражению (2.90).

Как было описано ранее, на ПЦАР формируется трехмерный пространственно-временной процесс. Анализ показывает, что использование многомерного характера сигналов содержит дополнительные существенные ресурсы для ослабления действия помех.

2.5 Цифровой кадр пространственно-временного сигнала в радиотехнических системах с цифровыми антенными решетками

Использование в РТС цифровых антенных решеток говорит о цифровом характере всей системы. Таким образом с ЦАР на устройство обработки получаем поток цифровых кадров.

Если РТС является импульсной, то, рассматривая множество K временных отсчетов, соответствующих длительности импульса, поступающего на элементы антенной решетки, совокупность моментов времени $\hat{t} = (k-1)\Delta t$, $k = \overline{1, K}$ образует дискретное множество, для всех элементов которого строится строка пространственного сигнала $u(\hat{t}, x)$ для ЛЦАР, или матрица пространственного сигнала $u(\hat{t}, y, z)$ для ПЦАР. Можно ввести понятие цифрового кадра для ЛЦАР как двумерного дискретного сигнала $u(k, i)$, каждая строка которого с номером k

соответствует фиксированному моменту времени (моменту взятия отсчета), а каждый столбец с номером i – определенному элементу линейной антенной решетки, образующего прямоугольную плоскость. Цифровой кадр для ПЦАР – трехмерный дискретный сигнал $u(k, i, j)$, переменная k соответствует номеру временного отчета, а номер антенного элемента задается номерами i строки и j столбца плоской антенной решетки, образующий параллелепипед. Предполагается одновременность взятия отсчетов на всех элементах приемной антенны. Для образования кадра используется K временных отсчетов, полученных в АЦП с временным шагом Δt . В целом, охватывается временной отрезок $T_A = (K - 1)\Delta t$.

Таким образом, размер $K \times I$ матрицы двумерного ПВС определяется числом элементов антенной решетки и длительностью временного интервала T_A , используемого для последующего решения локационных задач, например, для обнаружение сигнала. При импульсном сигнале решение принимается по результатам приема отдельных импульсов, в которых стремятся максимизировать ОСПШ. Поэтому целью пространственно-временной обработки может быть поставлено получение максимума ОСПШ при приеме отдельного импульсного сигнала. Следовательно, в качестве интервала T_A может быть выбрано значение длительности импульсного сигнала τ_u . При длительности импульса $\tau_u = 1$ мкс, частоте дискретизации $\Delta f_o = 400$ МГц и числе элементов антенны равном $I = 70$, размер матрицы ПВС составляет $K \times I = 400 \times 70$. При использовании квадратной ПЦАР $I = J$, и в условиях данного примера общий размер цифрового кадра составляет $K \times I \times J = 400 \times 70 \times 70$.

2.6 Корреляционные характеристики помех и тепловых шумов в радиотехнических системах с цифровыми антенными решетками

В §2.3-2.4 говорилось о пространственно-временных сигналах на разных частотах и их спектральных характеристиках. Для обработки на основе принципа максимального правдоподобия, которая обсуждается в следующей главе, необходимо располагать как многомерными характеристиками сигналов, помех и

шумов, так и их корреляционными характеристиками. Поскольку основная ориентация в обработке направлена на ее реализацию в многомерной частотной области, в данном параграфе исследуются корреляционные характеристики вещественной и мнимой частей спектра и их взаимная корреляционная функция.

Случайный процесс, поступающий на антенную решетку, такой, как белый шум, проходит избирательную линейную фильтрацию в усилителе радиочастоты. При формировании ПВС, на элементах антенной решетке присутствует тот же самый случайный процесс, что и на первом элементе, но сдвинутый на величину задержки τ_{zi} . Поэтому отсчеты пространственно-временного случайного процесса (ПВП) будут коррелированными. На рисунке 2.21 приведена оценка двумерной автокорреляционной функции (АКФ) ПВП несущей частоты, полученная для дискретных выборок процесса $u(t, x)$, указанных пространственно-временных случайных процессов на ЛЦАР согласно выражению:

$$R(\tau_t, \tau_x) = \sum_{i=1}^{I-\tau_t} \sum_{j=1}^{J-\tau_x} u_{ij} u_{i+\tau_t, j+\tau_x}.$$

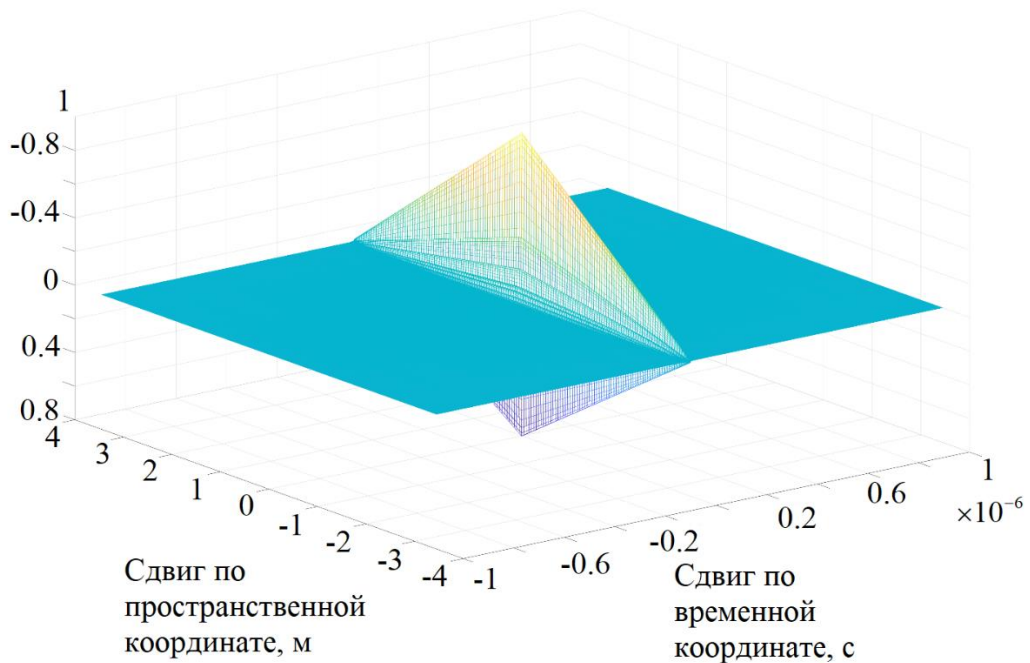


Рисунок 2.21 – Оценка АКФ пространственно-временной помехи на ЛЦАР

Оценки двумерных АКФ ПВП промежуточной и «нулевой» частот аналогичны оценке двумерной АКФ пространственно-временного сигнала несущей частоты.

Известно свойство некоррелированности значений спектра стационарного случайного процесса [12, 84]. Рассмотрим данное свойство для стационарного случайного процесса, формируемого на элементах ЛЦАР, т.е. пространственный процесс вида (2.14).

Пространственная корреляционная функция процесса $u(x)$ является результатом трансформации АКФ случайного процесса $u(t)$. Положим, что на ЛЦАР поступает узкополосная помеха вида (2.4), которую также можно представить в виде в виде:

$$u(t) = A(t)\cos \omega_0 t + C(t)\sin \omega_0 t, \quad (2.92)$$

где $A(t) = U(t)\cos \psi(t)$ и $C(t) = U(t)\sin \psi(t)$ – квадратурные компоненты помехи, имеющие гауссовские распределения. Случайные процессы $A(t)$ и $C(t)$ при условиях симметрии спектральных характеристик относительно центральной частоты [46], являются независимыми. Их АКФ $R_A(\tau)$ и $R_C(\tau)$ связаны с АКФ $R_u(\tau)$ случайного процесса $u(t)$ соотношением:

$$R_u(\tau) = R_{A(C)}(\tau) \cdot \cos \omega_0 \tau. \quad (2.93)$$

При $\hat{t} = 0$ запишем выражение ПВП (2.14) как функцию пространственной переменной с учетом (2.16) и (2.21):

$$u(x) = U(k_t x) \cos[\omega_{n0} x + \psi(k_t x)],$$

или по аналогии с (2.92):

$$u(x) = A_n(x) \cos \omega_{n0} t + C_n(x) \sin \omega_{n0} t,$$

где $A_n(x) = U(k, x) \cos \psi(k, x)$ и $C_n(x) = U(k, x) \sin \psi(k, x)$ – гауссовские квадратурные компоненты пространственной помехи. АКФ процессов $A_n(x)$ и $C_n(x)$ связаны с АКФ процесса $u(x)$ соотношением вида (2.93):

$$R_u(\Delta x) = R_{A_n(C_n)}(k, \Delta x) \cos \omega_{n0} \Delta x,$$

где аргумент Δx представляет собой расстояние между двумя произвольными точками на ЛЦАР.

Рассмотрим свойство некоррелированности значений спектра стационарного случайного процесса для многомерных случайных процессов на примере двумерного ПВП.

Случайный пространственно-временной процесс в областях временной и пространственной переменных $u(t, x)$ порождает другой случайный пространственно-временной процесс в частотной области $U(\omega_t, \omega_x)$:

$$u(t, x) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U(\omega_t, \omega_x) e^{j\omega_t t} e^{j\omega_x x} d\omega_t d\omega_x.$$

Для того, чтобы случайный ПВП в областях временной и пространственной переменных стал стационарным в широком смысле необходимо определить свойства его спектрального представления. Во-первых, спектральная плотность отдельных реализаций случайного процесса $U(\omega_t, \omega_x)$ должна иметь нулевое математическое ожидание на всех частотах, как временных ω_t , так и пространственных ω_x

$$\overline{U(\omega_t, \omega_x)} = 0.$$

Во-вторых, необходимо обеспечить условие зависимости функции корреляции $R(\tau_t, \tau_x)$ от сдвигов τ_t и τ_x между соответствующими сечениями. Корреляционной функции случайного ПВП в областях временной и пространственной переменных, при условии, что $u(t, x)$ вещественный, имеет вид:

$$\begin{aligned}
R(\tau_t, \tau_x) &= \overline{u(t, x)u(t + \tau_t, x + \tau_x)} = \overline{u(t, x)^* u(t + \tau_t, x + \tau_x)} = \\
&= \frac{1}{(4\pi^2)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\overline{U(\omega_t, \omega_x)U^*(\omega_{\tau_t}, \omega_{\tau_x})} \right] \times \\
&\times e^{j\omega_t \tau_t} e^{j\omega_x \tau_x} e^{j(\omega_t - \omega_{\tau_t})t} e^{j(\omega_x - \omega_{\tau_x})x} d\omega_t d\omega_x d\omega_{\tau_t} d\omega_{\tau_x} \Big] = \\
&= \frac{1}{(4\pi^2)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega_t \tau_t} e^{j\omega_x \tau_x} d\omega_t d\omega_x \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\overline{U(\omega_t, \omega_x)U^*(\omega_{\tau_t}, \omega_{\tau_x})} \right] \times \\
&\times e^{j(\omega_t - \omega_{\tau_t})t} e^{j(\omega_x - \omega_{\tau_x})x} d\omega_{\tau_t} d\omega_{\tau_x} \Big]. \tag{2.94}
\end{aligned}$$

В выражении (2.94) множитель $\overline{U(\omega_t, \omega_x)U^*(\omega_{\tau_t}, \omega_{\tau_x})}$ имеет смысл корреляционной функции случайного пространственно-временного процесса в спектральной области, т.е. спектра процесса $u(t, x)$. Функция (2.94) не будет зависеть от переменных t и x , если значения спектра ПВП по любым несовпадающим значениям пространственной и временной частот будут некоррелированы, т.е.:

$$\overline{U(\omega_t, \omega_x)U^*(\omega_{\tau_t}, \omega_{\tau_x})} \sim \delta(\omega_t - \omega_{\tau_t}, \omega_x - \omega_{\tau_x}).$$

Выражение для стационарного случайного трехмерного процесса, формируемого на ПЦАР, можно записать по аналогии в виде:

$$\overline{U(\omega_t, \omega_y, \omega_z)U^*(\omega_{\tau_t}, \omega_{\tau_y}, \omega_{\tau_z})} \sim \delta(\omega_t - \omega_{\tau_t}, \omega_y - \omega_{\tau_y}, \omega_z - \omega_{\tau_z}).$$

Таким образом, в гауссовском случае отсчеты помехи в спектральной области образуют независимые случайные процессы, и корреляционная матрица становится диагональной. Это радикально облегчает построение алгоритмов, основанных на правилах статистических решений.

Указанное свойство справедливо для стационарных случайных процессов. Процесс, наблюдаемый на выходе антенной решетки, таковым не является, поэтому для определения характеристик случайного процесса в спектральной области с помощью моделирования рассмотрим корреляционные функции комплексных пространственно-временных спектров помехи. Рассмотрим на

примере ЛЦАР. Это включает в себя получение оценок АКФ вещественной и мнимой составляющих спектра двумерных ПВП несущей частоты (2.31), спектра двумерных ПВП промежуточной частоты (2.48) и спектра двумерных ПВП «нулевой» частоты (2.53), а также функции взаимной корреляции (ВКФ) этих составляющих:

$$\begin{aligned}
 R_{\text{Re}}(\omega_{\tau_t}, \omega_{\tau_x}) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re} \left[\dot{U}(\omega_t, \omega_x) \right] \times \text{Re} \left[\dot{U}^*(\omega_t - \omega_{\tau_t}, \omega_x - \omega_{\tau_x}) \right] d\omega_t d\omega_x, \\
 R_{\text{Im}}(\omega_{\tau_t}, \omega_{\tau_x}) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Im} \left[\dot{U}(\omega_t, \omega_x) \right] \times \text{Im} \left[\dot{U}^*(\omega_t - \omega_{\tau_t}, \omega_x - \omega_{\tau_x}) \right] d\omega_t d\omega_x, \\
 B(\omega_{\tau_t}, \omega_{\tau_x}) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re} \left[\dot{U}(\omega_t, \omega_x) \right] \times \text{Im} \left[\dot{U}^*(\omega_t - \omega_{\tau_t}, \omega_x - \omega_{\tau_x}) \right] d\omega_t d\omega_x.
 \end{aligned} \tag{2.95}$$

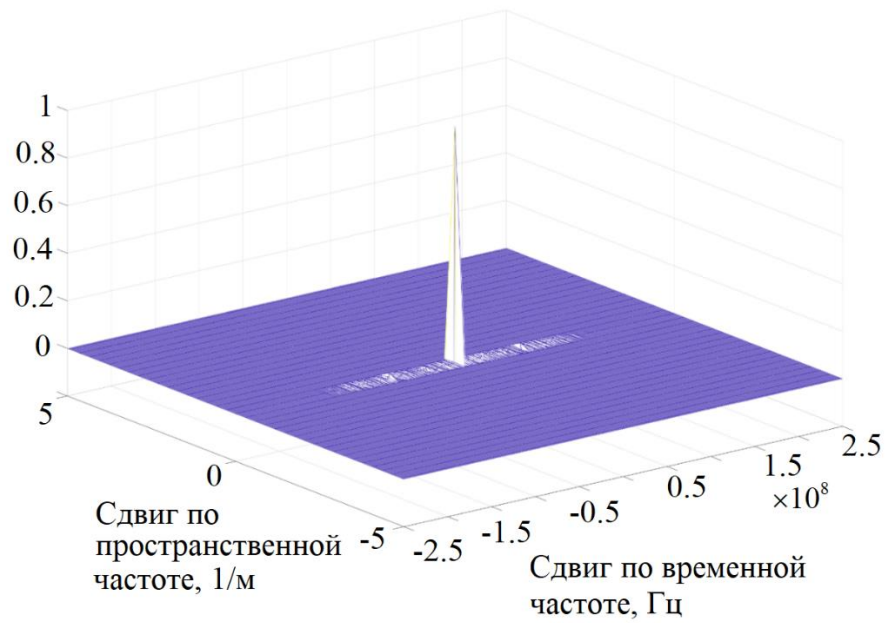
где ω_{τ_t} – сдвиг по временной частоте, ω_{τ_x} – сдвиг по пространственной частоте.

Аппроксимируем интегралы в (2.95) суммой выборок из непрерывной двумерной частотной функции $\dot{U}(\omega_t, \omega_x)$, поскольку математическое выражение для пространственно-временного спектра неизвестно, т.е. перейдем к случаю дискретной выборки:

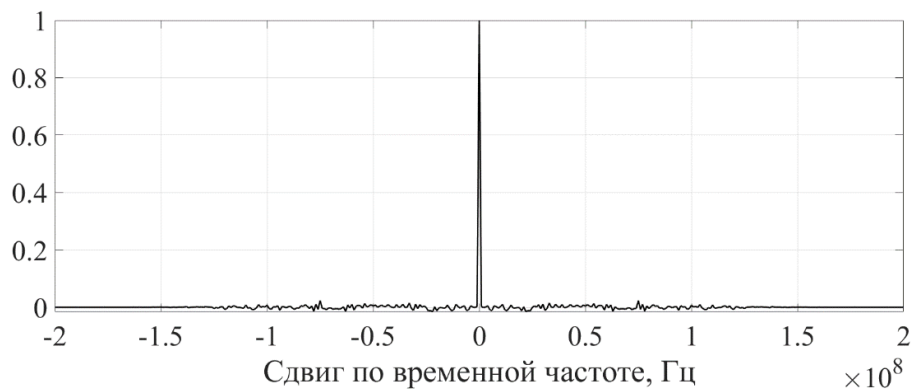
$$\begin{aligned}
 R_{\text{Re}}(\omega_{\tau_t}, \omega_{\tau_x}) &= \sum_{n=1}^{N_t - \omega_{\tau_t}} \sum_{m=1}^{N_x - \omega_{\tau_x}} \text{Re} \left[\dot{U}_{nm} \right] \times \text{Re} \left[\dot{U}_{n+\omega_{\tau_t}, m+\omega_{\tau_x}}^* \right], \\
 R_{\text{Im}}(\omega_{\tau_t}, \omega_{\tau_x}) &= \sum_{n=1}^{N_t - \omega_{\tau_t}} \sum_{m=1}^{N_x - \omega_{\tau_x}} \text{Im} \left[\dot{U}_{nm} \right] \times \text{Im} \left[\dot{U}_{n+\omega_{\tau_t}, m+\omega_{\tau_x}}^* \right], \\
 B(\omega_{\tau_t}, \omega_{\tau_x}) &= \sum_{n=1}^{N_t - \omega_{\tau_t}} \sum_{m=1}^{N_x - \omega_{\tau_x}} \text{Re} \left[\dot{U}_{nm} \right] \times \text{Im} \left[\dot{U}_{n+\omega_{\tau_t}, m+\omega_{\tau_x}}^* \right].
 \end{aligned} \tag{2.96}$$

где $n = \overline{1, N_t}$ и $m = \overline{1, N_x}$ – дискретные отсчеты частот ω_t и ω_x соответственно, N_t и N_x – количество временных и пространственных спектральных отсчетов, соответственно, $\omega_{\tau_t} = \overline{1, N_t}$ – сдвиг по временной частоте, $\omega_{\tau_x} = \overline{1, N_x}$ – сдвиг по пространственной частоте.

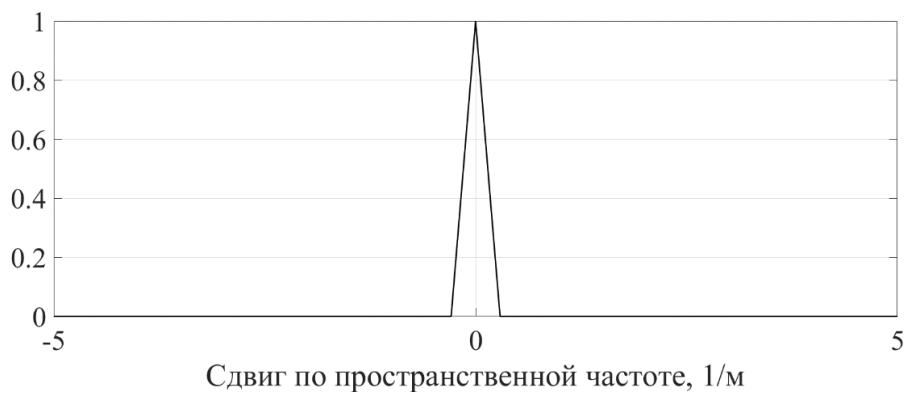
На рисунке 2.22а приведена оценка двумерной АКФ вещественной части спектра ПВП несущей частоты, на рисунке 2.22б и 2.22в ее временное и пространственное сечение соответственно, из которых видно, что АКФ является дельтообразной.



а)



б)

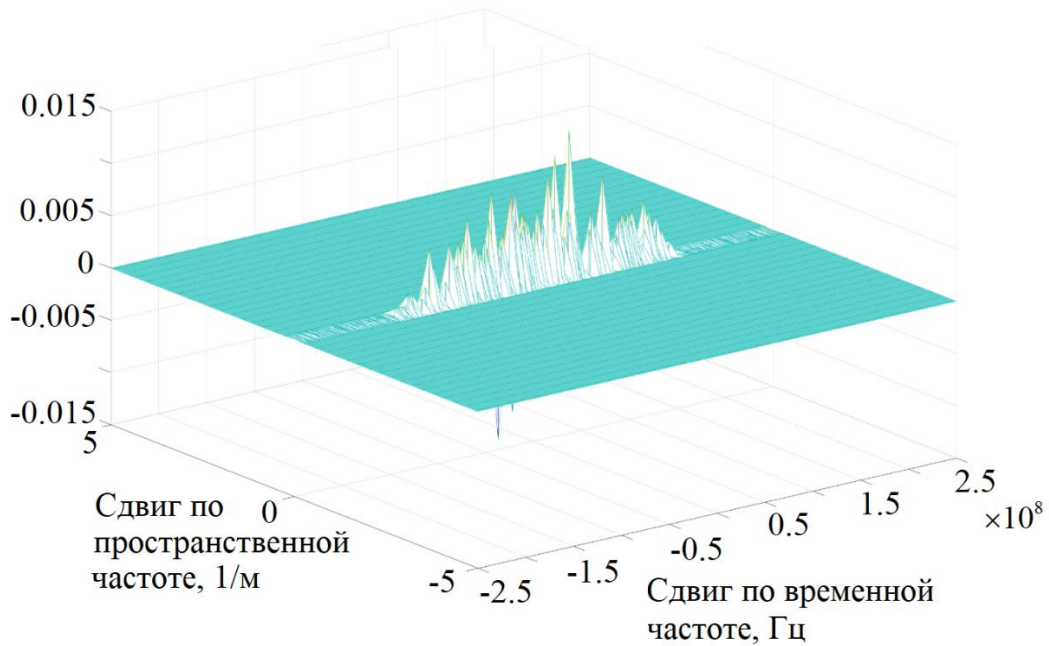


в)

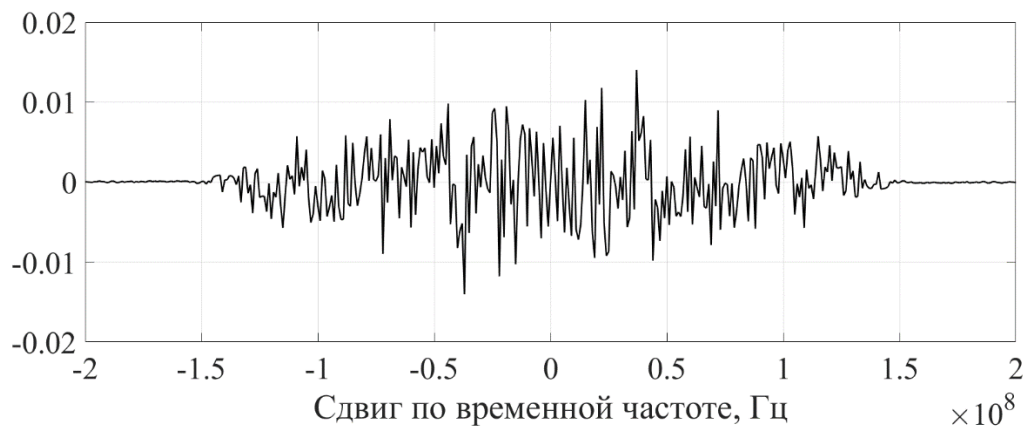
Рисунок 2.22 – а) Оценка АКФ вещественной части спектра ПВС; б) Временное сечение оценки АКФ вещественной части спектра ПВС; в) Пространственное сечение оценки АКФ вещественной части спектра ПВС

Оценка двумерной АКФ мнимой части спектра ПВП несущей частоты аналогична оценке двумерной АКФ вещественной части спектра.

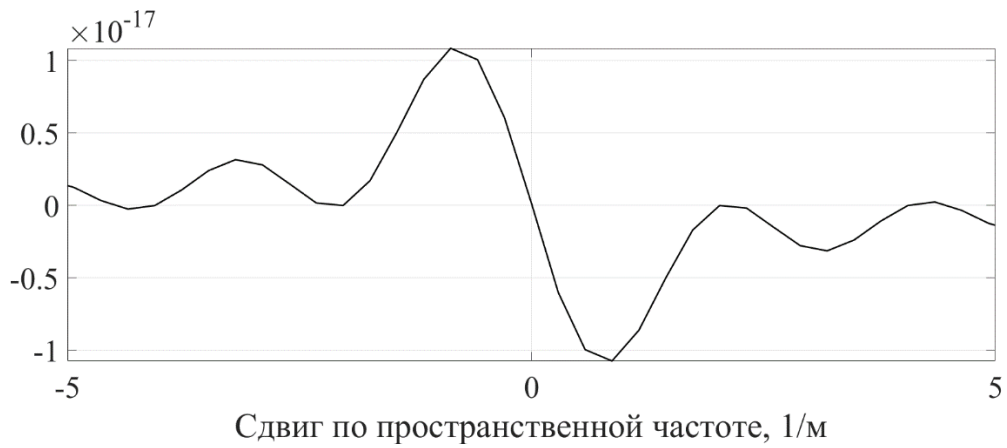
На рисунке 2.23 приведена оценка двумерной ВКФ вещественной и мнимой частей спектра ПВП несущей частоты, на рисунке 2.23б и 2.23в ее временное и пространственное сечение соответственно, из которых видно, что корреляция отсчетов составляет величину менее 1,5%.



а)



б)



в)

Рисунок 2.23 –а) Оценка ВКФ спектра ПВС; б) Временное сечение оценки ВКФ спектра ПВС; в) Пространственное сечение оценки ВКФ спектра ПВС

Выражения (2.95) и (2.96) справедливы для колебаний промежуточной и «нулевой» частот, поэтому оценки двумерных АКФ вещественной или мнимой частей спектра ПВП промежуточной и «нулевой» частот, а также оценки двумерной ВКФ вещественной и мнимой частей спектра ПВП промежуточной и «нулевой» частот аналогичны полученным на рисунках 2.22 и 2.23.

Рассмотрим процесс, формируемый на ПЦАР. На рисунке 2.24 приведено сечение оценки трехмерной АКФ ПВП несущей частоты в плоскости $y0z$ при $t=0$, полученной для дискретных выборок процесса случайного процесса $u(t, y, z)$. Сечения оценки АКФ в плоскостях $y0t$ при $z=0$ и $z0t$ при $y=0$ аналогичны оценке АКФ на рисунке 2.22, поскольку ПВП вдоль осей $0y$ и $0z$ представляют собой двумерные ПВП.

Рассмотрим свойство некоррелированности значений спектральных отсчетов трехмерного случайного процесса на ПЦАР. Это включает в себя получение оценок АКФ вещественной и мнимой составляющих спектра трехмерных ПВП несущей частоты (2.71), спектра трехмерных ПВП промежуточной частоты (2.85) и спектра трехмерных ПВП «нулевой» частоты (2.90), а также ВКФ этих составляющих:

$$\begin{aligned}
R_{\text{Re}}(\omega_{\tau_t}, \omega_{\tau_y}, \omega_{\tau_z}) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re} \left[\dot{U}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) \right] \times \\
&\times \text{Re} \left[\dot{U}^*(\omega_t - \omega_{\tau_t}, \omega_y - \omega_{\tau_y}, \omega_z - \omega_{\tau_z}) \right] d\omega_t d\omega_y d\omega_z, \\
R_{\text{Im}}(\omega_{\tau_t}, \omega_{\tau_y}, \omega_{\tau_z}) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Im} \left[\dot{U}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) \right] \times \\
&\times \text{Im} \left[\dot{U}^*(\omega_t - \omega_{\tau_t}, \omega_y - \omega_{\tau_y}, \omega_z - \omega_{\tau_z}) \right] d\omega_t d\omega_y d\omega_z, \\
B(\omega_{\tau_t}, \omega_{\tau_y}, \omega_{\tau_z}) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re} \left[\dot{U}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) \right] \times \\
&\times \text{Im} \left[\dot{U}^*(\omega_t - \omega_{\tau_t}, \omega_y - \omega_{\tau_y}, \omega_z - \omega_{\tau_z}) \right] d\omega_t d\omega_y d\omega_z.
\end{aligned} \tag{2.97}$$

где ω_{τ_y} и ω_{τ_z} – сдвиги по пространственным частотам вдоль осей $0y$ и $0z$ соответственно.

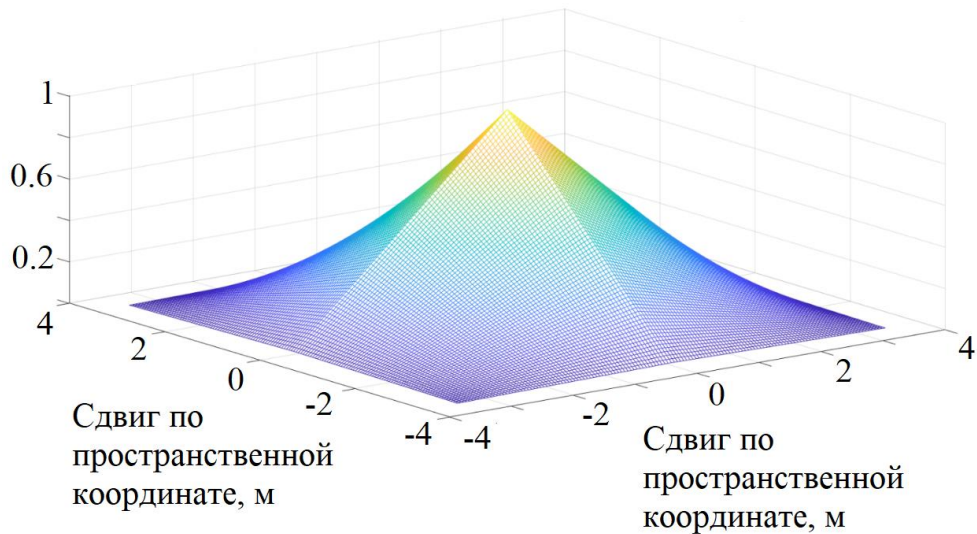


Рисунок 2.24 – Сечение оценки АКФ пространственно-временной помехи на ПЦАР в плоскости $y0z$ при $t = 0$

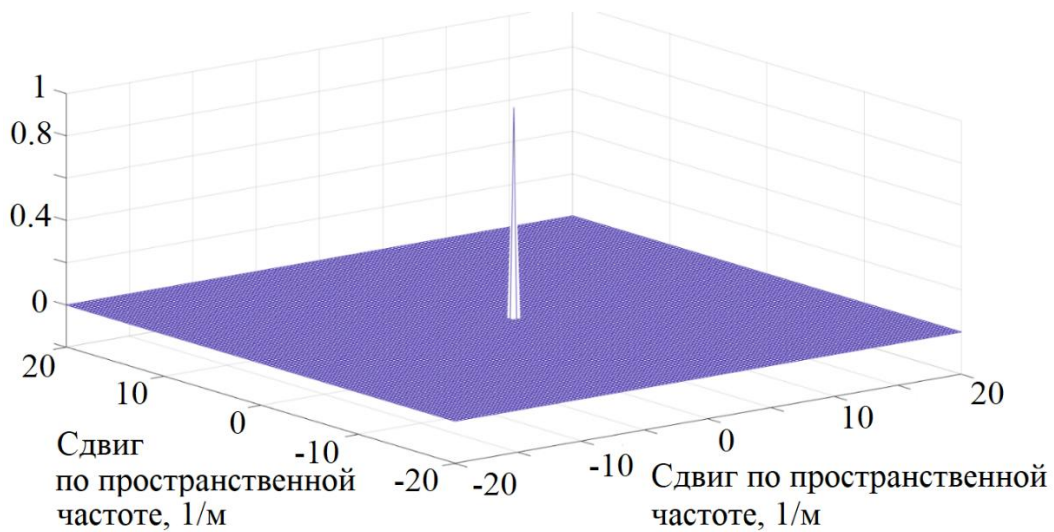
Аппроксимируем интегралы в (2.97) суммой выборок из непрерывной двумерной частотной функции $\dot{U}(\omega_t, \omega_y, \omega_z)$, поскольку математическое выражение для пространственно-временного спектра неизвестно, т.е. перейдем к случаю дискретной выборки:

$$\begin{aligned}
R_{\text{Re}}(\omega_{\tau_x}, \omega_{\tau_y}, \omega_{\tau_z}) &= \sum_{n=1}^{N_x - \omega_{\tau_x}} \sum_{m=1}^{N_y - \omega_{\tau_y}} \sum_{l=1}^{N_z - \omega_{\tau_z}} \text{Re} \left[\dot{U}_{nml} \right] \times \text{Re} \left[\dot{U}_{n+\omega_{\tau_x}, m+\omega_{\tau_y}, l+\omega_{\tau_z}}^* \right], \\
R_{\text{Im}}(\omega_{\tau_x}, \omega_{\tau_y}, \omega_{\tau_z}) &= \sum_{n=1}^{N_x - \omega_{\tau_x}} \sum_{m=1}^{N_y - \omega_{\tau_y}} \sum_{l=1}^{N_z - \omega_{\tau_z}} \text{Im} \left[\dot{U}_{nml} \right] \times \text{Im} \left[\dot{U}_{n+\omega_{\tau_x}, m+\omega_{\tau_y}, l+\omega_{\tau_z}}^* \right], \\
B(\omega_{\tau_x}, \omega_{\tau_y}, \omega_{\tau_z}) &= \sum_{n=1}^{N_x - \omega_{\tau_x}} \sum_{m=1}^{N_y - \omega_{\tau_y}} \sum_{l=1}^{N_z - \omega_{\tau_z}} \text{Re} \left[\dot{U}_{nml} \right] \times \text{Im} \left[\dot{U}_{n+\omega_{\tau_x}, m+\omega_{\tau_y}, l+\omega_{\tau_z}}^* \right].
\end{aligned} \tag{2.98}$$

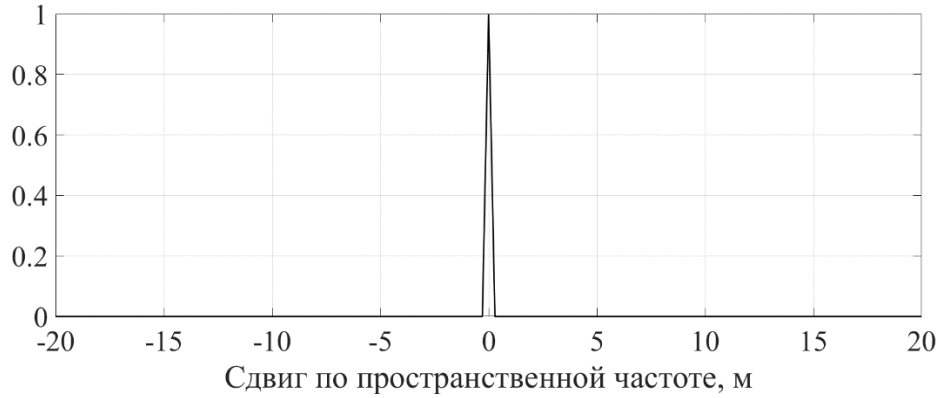
где $m = \overline{1, N_y}$ и $l = \overline{1, N_z}$ – дискретные отсчеты пространственных частот ω_y и ω_z соответственно, N_y и N_z – количество пространственных спектральных отсчетов вдоль осей $0y$ и $0z$ соответственно, $\omega_{\tau_y} = \overline{1, N_y}$ – сдвиг по пространственной частоте вдоль оси $0y$, $\omega_{\tau_z} = \overline{1, N_z}$ – сдвиг по пространственной частоте вдоль оси $0z$.

Сечение трехмерного ПВП в плоскости $y0z$ зависит только от пространственных переменных и представляет собой двумерный детерминированный квазигармонический процесс (2.69) и зависит только от углов прихода помехи α и β .

На рисунке 2.25а приведено сечение оценки трехмерной АКФ вещественной части спектра ПВП несущей частоты в плоскости ω_y, ω_z при $\omega_t = 3\Gamma\mu$, на рисунке 2.25б одно из ее пространственных сечений.



а)



б)

Рисунок 2.25 –а) Оценка АКФ вещественной части спектра ПВП на ПЦАР в плоскости $\omega_y \omega_z$ при $\omega_t = 3\Gamma\zeta$; б) Пространственное сечение оценки АКФ вещественной части спектра ПВП на ПЦАР в плоскости $\omega_y \omega_z$ при $\omega_t = 3\Gamma\zeta$

Сечения оценки АКФ вещественной части спектра ПВП в плоскостях $\omega_y \omega_t$ и $\omega_z \omega_t$ при $\omega_z = 0$ 1/м аналогичны оценке АКФ на рисунке 2.22, так как ПВС вдоль осей $0y$ и $0z$ представляют собой двумерные ПВП.

Результаты оценки трехмерной АКФ мнимой части спектра ПВП несущей частоты соответствуют результатам, полученным для оценки трехмерной АКФ вещественной части спектра.

Сечения оценки ВКФ вещественной и мнимой частей спектра ПВП несущей частоты в плоскостях $\omega_y \omega_t$ и $\omega_z \omega_t$ при $\omega_z = 0$ 1/м аналогичны оценке ВКФ на рисунке 2.23, так как ПВП вдоль осей $0y$ и $0z$ представляют собой двумерные ПВП в областях пространственной и временной координат.

Выражения (2.97) и (2.98) справедливы для колебаний промежуточной и «нулевой» частот, поэтому оценки трехмерных АКФ вещественной или мнимой частей спектра ПВ ПВП промежуточной и «нулевой» частот, а также оценки трехмерной ВКФ вещественной и мнимой частей спектра ПВ ПВП промежуточной и «нулевой» частот аналогичны полученным на рисунках 2.24 и 2.25.

Из рисунков 2.22, 2.23 и 2.25 видно, что при переходе от пространственно-временного колебания к его многомерному спектру отсчеты помехи в спектральной области можно считать некоррелированными, а корреляционную

матрицу помех – диагональной [35, 112]. Таким образом, для алгоритмов обработки, основанных на правилах статистических решений, в качестве входных данных можно рассматривать пространственно-временной спектр исходного пространственно-временного процесса.

Помимо полезного сигнала и помехи на антенной решетке присутствуют внутренние шумы приемных устройств. Рассмотрим их характеристики как ПВП. Особенностью внутренних шумов является их независимость на различных элементах антенной решетки. Следовательно, двумерная АКФ может быть представлена в виде:

$$R(\tau_t, \tau_x) = DR(\tau_t)\delta(\tau_x), \quad (2.99)$$

где τ_t, τ_x – временной и пространственный сдвиги соответственно, D – дисперсия шума, $R(\tau_t)$ – нормированная временная функция корреляции шума, в общем случае одинаковая в каждом канале.

Выполнив двумерное преобразование Винера-Хинчина для (2.99), находим двумерную спектральную плотность мощности (СПМ):

$$G(\omega_t, \omega_x) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau_t, \tau_x) e^{-j\omega_t \tau_t - j\omega_x \tau_x} d\tau_t d\tau_x = DG_t(\omega_t), \quad (2.100)$$

где $G_t(\omega_t)$ – СПМ теплового шума. Согласно (2.100), двумерная СПМ теплового шума не зависит от пространственной частоты. Выражение (2.100) можно расширить для ПЦАР:

$$G(\omega_t, \omega_y, \omega_z) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau_t, \tau_y, \tau_z) e^{-j\omega_t \tau_t - j\omega_y \tau_y - j\omega_z \tau_z} d\tau_t d\tau_y d\tau_z = DG_t(\omega_t). \quad (2.101)$$

Согласно (2.100) и (2.101), спектральные отсчеты теплового шума на ЛЦАР и ПЦАР считаем некоррелированными.

Выводы по второй главе

1. Описание сигналов, формируемых на антенных решетках, с помощью теории многомерных сигналов позволяет использовать дополнительные ресурсы для ослабления действия помех. При приеме сигнала ЛЦАР формируется двумерный

пространственно-временной сигнал, а при приеме ПЦАР, формируемый сигнал на антенной решетке будет зависеть от двух разных пространственных координат, т.е. станет трехмерным пространственно-временным сигналом. Для различных углов прихода колебания положение активной области спектра различно, что может стать основой для разделения сигналов. При этом это свойство справедливо как для сигналов несущей частоты, так и для сигналов промежуточной и «нулевой» частот.

2. Сигналы несущей частоты на разных элементах как ЛЦАР, так и ПЦАР являются точными копиями. Фазовые сдвиги

– $\psi_x = \omega_0 k_x x$ на различных элементах ЛЦАР, зависящие, от угла прихода сигнала θ , и формирующиеся на несущей частоте ω_0 ,

– $\psi_{yz} = \omega_0 k_y y + \omega_0 k_z z$ на различных элементах ПЦАР, зависящие, от углов прихода сигнала α и β , и формирующиеся на несущей частоте ω_0 ,

присутствуют и в сигналах промежуточной и «нулевой» частот. Ввиду наличия данных фазовых сдвигов сигналы вида (2.34), (2.51), (2.74) и (2.88) на разных элементах антенных решеток не являются точными копиями, в отличие от сигналов несущей частоты.

3. Ненулевые участки пространственно-временных спектров сигналов на частотной плоскости соответствуют прямым линиям, формируемых на ЛЦАР:

– для высокочастотных сигналов

$$\omega_x = -k_t \omega_t,$$

– для сигналов промежуточной частоты

$$\omega_x = -(\omega_2 + \omega_t) k_t, \text{ при } \omega_t > 0,$$

$$\omega_x = (\omega_2 - \omega_t) k_t, \text{ при } \omega_t < 0,$$

– для сигналов «нулевой» частоты

$$\omega_x = -(\omega_0 + \omega_t) k_t,$$

ширина которых определяется размером антенны x_m , а положение на плоскости – углом прихода волны θ . Чем больше размер антенны x_m , тем меньше ширина пространственного спектра сигнала.

4. Ненулевые участки пространственно-временных спектров сигналов на частотной плоскости соответствуют прямым линиям, формируемых на ПЦАР:

– для высокочастотных сигналов

$$\omega_y = \omega_z + (k_z - k_y)\omega_t, \quad \omega_t = const,$$

$$\omega_y = -k_y\omega_t,$$

$$\omega_z = -k_z\omega_t,$$

– для сигналов промежуточной частоты

$$\begin{cases} \omega_y = \omega_z + (\omega_2 + \omega_t)(k_z - k_y), & \omega_t = const, \\ \omega_y = -(\omega_2 + \omega_t)k_y, & \text{при } \omega_t > 0, \\ \omega_z = -(\omega_2 + \omega_t)k_z, \end{cases}$$

$$\begin{cases} \omega_y = \omega_z + (\omega_2 - \omega_t)(k_y - k_z), & \omega_t = const, \\ \omega_y = (\omega_2 - \omega_t)k_y, & \text{при } \omega_t < 0, \\ \omega_z = (\omega_2 - \omega_t)k_z, \end{cases}$$

– для сигналов «нулевой» частоты

$$\omega_y = \omega_z + (\omega_0 + \omega_t)(k_z - k_y), \quad \omega_t = const,$$

$$\omega_y = -(\omega_0 + \omega_t)k_y,$$

$$\omega_z = -(\omega_0 + \omega_t)k_z.$$

ширина которых определяется размерами антенны $y_m \times z_m$, а положение на плоскости – углами прихода волны α и β . Чем больше размер антенны, тем меньше ширина пространственного спектра сигнала.

5. Низкочастотные пространственно-временные колебания полностью характеризуют сигналы и высокой, и промежуточной частот. Это позволяет при изучении свойств сигналов и помех, в том числе методами моделирования, а также при обработке принимаемых сигналов использовать метод комплексных огибающих. При моделировании процессов на «нулевой» частоте не только достигается ускорение вычислений, но и сама возможность моделирования становится реализуемой.

6. В гауссовском случае отсчеты помехи в спектральной области образуют независимые случайные процессы, и корреляционная матрица помехи становится диагональной. Указанное свойство справедливо для стационарных случайных процессов. Процесс, наблюдаемый на выходе антенной решетки, таковым не является, поэтому для определения характеристик случайного процесса в спектральной области с помощью моделирования рассматривались корреляционные функции комплексной пространственно-временной спектра. При переходе от пространственно-временного колебания к его многомерному спектру отсчеты помехи в спектральной области можно считать некоррелированными, а корреляционную матрицу помех при построении алгоритма многомерной обработки в спектральной области на основе метода максимального правдоподобия – диагональной. Данное свойство справедливо как для сигналов ЛЦАР, так и для сигналов, формируемых на ПЦАР.
7. Особенностью внутренних шумов приемных устройств является его независимость помех на различных элементах антенной решетки.

Глава 3 ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С ЦИФРОВЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ В УСЛОВИЯХ АКТИВНЫХ ПОМЕХ

3.1 Постановка задачи

Оптимальный прием сигнала включает в себя такие задачи как обнаружение сигнала, оценка параметров сигнала, различение и разрешение сигналов [77]. В данной главе ставится задача построения алгоритма обнаружения, который работает в условиях воздействия активных помех, поступающих на ЦАР с неизвестного направления. **Equation Chapter 3 Section 1**

Как было описано во 2 главе, на антенной решетке формируется многомерный пространственно-временной процесс, и алгоритмы его обработки могут быть построены на теории цифровой фильтрации многомерных сигналов. При этом данный пространственно-временной процесс невозможно факторизовать, если он является широкополосным в пространственном смысле.

Поскольку для любого из используемых на практике критериев процедура обработки сводится к вычислению отношения правдоподобия, которое не зависит от априорных вероятностей наличия или отсутствия полезного сигнала, величины потерь, связанных с неправильными решениями, а зависит только от вида функции плотности распределения вероятности (ПРВ) наблюдаемых величин, статистически оптимальные обнаружители строятся на вычислении отношения правдоподобия. Применение метода максимального правдоподобия (ММП) для случая обработки пространственно-временного сигнала возможно в областях временной и пространственной переменных [66]. В данном случае решающая статистика является корреляционной статистикой, решающее правило строится исходя из фундаментального критерия оптимальности, направленного на получение наилучшего качества обнаружения сигнала. Однако практическая реализация данного подхода применительно к антенными решетками нереальна, как минимум, из-за необходимости определять обратную корреляционную

матрицу порядка, соответствующего квадрату произведения числа приемных антенных элементов и числа моментов времени. При этом необходимо постоянно или периодически проводимое обучение системы, при котором производится оценивание прямой корреляционной матрицы. В данной главе будут предложены альтернативные подходы решения данной проблемы, основанные на принципах формирования пространственно-временных сигналов, изложенных во второй главе.

Особое внимание необходимо уделять разработке алгоритмов, реализуемых при ограниченных вычислительных ресурсах и работе в реальном времени, что представляет собой проблему статистических методов обработки сигналов.

Как было описано в главе 1 в настоящее время обычно используется адаптивная обработка сигналов в РТС с ЦАР. Если расположение источника помех и источника полезного сигнала отличны, то применение адаптивных ЦАР обеспечивает высокую эффективность подавления помех, которую дополнительно можно повысить путем применения других методов обработки, например, корреляционной обработки [3, 88]. При этом адаптивная обработка не эффективна при борьбе с помехами, приходящих с направлений, близких к направлению прихода полезного сигнала. Основная проблема подавления широкополосных помех заключается в зависимости положения нулей синтезируемой диаграммы как от направления прихода помехи, так и от частоты [65, 96].

Для обнаружения, как известно, эквивалентом качества обнаружения является высокое отношение сигнал/помеха+шум (ОСПШ), которое достигается в результате обработки. Особая роль ОСПШ объясняется тем, что характеристики обнаружения, разрешения, оценки координат и параметров движения связаны с ним монотонными зависимостями. В связи с этим при разработке методов радиоприема часто исходят из критерия максимума ОСПШ. Поэтому целью данной главы ставится построение таких принципов и отыскание таких алгоритмов обработки многомерных сигналов, которые обеспечивали бы максимальное ОСПШ. Как обозначено выше, такая обработка основана на принципе максимального правдоподобия. При этом, поскольку алгоритмы на основе ММП

являются оптимальными по таким критериям качества как байесовский, минимаксный, максимума апостериорной вероятности, максимума правдоподобия, критерий Неймана-Пирсона, то выбор одного из указанных критериев отразится лишь на величине порога приемно-решающего устройства, и в данной работе не рассматриваются.

3.2 Алгоритм максимального правдоподобия для пространственно-временных сигналов и помех

Рассмотрим применение ММП для обнаружения пространственно-временного сигнала в областях временной и пространственной переменных. В предыдущей главе основное внимание было уделено формированию сигналов и помех на ЦАР, как функций временной и пространственных координат, что обусловлено пространственным распределением приемных антенных элементов антенной решетки. В качестве полезного сигнала используется широкополосный импульсный ЛЧМ сигнал, а в качестве помех рассматриваются активные шумовые помехи, прошедшие входные устройства, которые осуществляют частотную селекцию и формируют спектр помехового колебания.

При построении алгоритмов на основе ММП необходимо располагать двумя ПРВ при отсутствии и наличии сигнала в аддитивной смеси с помехами и шумами. Характер данных ПРВ – многомерные нормальные функции распределения. Советующая нормальному закону n -мерная функция распределения имеет вид [46, 47]:

$$w_n(x) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n |\det \mathbf{R}|}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\mathbf{x}^T - \mathbf{a}^T) \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{x} - \mathbf{a}) \right\}, \quad (3.1)$$

где \mathbf{x} , \mathbf{a} – векторы, \mathbf{R} – квадратная матрица, $\det|\mathbf{R}|$ – детерминант определителя $|\mathbf{R}|$, $(\cdot)^T$ – транспонирование. Для цифрового сигнала, получаемого при радиоприеме в ЦАР, \mathbf{x} , \mathbf{a} – векторы размера $N = K \times I$ для ЛЦАР и $N = K \times I \times J$ для ПЦАР, K – число временных отсчетов, I – число элементов в строке антенной решетки, J – число элементов в столбце антенной решетки, \mathbf{R} – матрица размера $N \times N$.

Алгоритм на основе ММП определяет оптимальный алгоритм и обладает наилучшими характеристиками при крайне затруднительной возможности практической реализации. Как известно [49, 57, 63], такой обнаружитель сигнала принимает решение о наличии или отсутствии сигнала сравнением отношения правдоподобия с порогом. Рассмотрим применение метода максимального правдоподобия для случая обработки пространственно-временного сигнала в областях временной и пространственной переменных на примере ЛЦАР.

На ЛЦАР поступает пространственно-временной процесс:

$$u_{ki} = s_{ki} + x_{ki},$$

где u_{ki} – пространственно-временной процесс на выходе ЛЦАР, s_{ki} – пространственно-временной полезный сигнал, x_{ki} – суммарные помехи на выходе ЛЦАР:

$$x_{ki} = \sum_{v=1}^V x_{vki} + \xi_{ki},$$

x_{vki} – помеха от v -го источника помех, источники помех $v=1, \overline{V}$ независимы, ξ_{ki} – тепловые шумы в ЛЦАР, $k=1, \overline{K}$ и $i=1, \overline{I}$ – дискретные отсчеты временной и пространственной переменной пространственно-временного процесса, соответственно.

В фиксированный момент времени k на ЛЦАР образован вектор:

$$\mathbf{U} = \|u_1, u_2, \dots, u_N\|^T,$$

где $N = I$.

Вектор \mathbf{U} из-за наличия помех является случайным с гауссовским распределением, а совместная N -мерная плотность распределения вероятностей (ПРВ) при отсутствии сигнала имеет вид:

$$w_0(\mathbf{U}) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^N} \sqrt{|\det \mathbf{R}|}} \exp\left(-\frac{1}{2} \mathbf{U}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{U}\right). \quad (3.2)$$

В присутствии полезного сигнала каждый отсчет напряжения u_i кроме помехи x_i содержит отсчет сигнала s_i , совокупность этих отсчетов образует

сигнальный вектор $\mathbf{S} = \|s_1, s_2, \dots, s_N\|^T$. При наличии сигнала ПРВ вектора имеет вид:

$$w_1(\mathbf{U}) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^N} \sqrt{|\det \mathbf{R}|}} \exp\left(-\frac{1}{2}(\mathbf{U} - \mathbf{S})^T \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{U} - \mathbf{S})\right), \quad (3.3)$$

где \mathbf{R} – корреляционная матрица пространственно-временной помехи.

Обнаружитель работает по ММП, используя (3.2) и (3.3), получаем логарифм отношения правдоподобия Λ :

$$\begin{aligned} \ln \Lambda = \ln \frac{w_1(\mathbf{U})}{w_0(\mathbf{U})} &= \exp\left(-\frac{1}{2}(\mathbf{U} - \mathbf{S})^T \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{U} - \mathbf{S}) + \frac{1}{2}\mathbf{U}^T \mathbf{R}^{-1}\mathbf{U}\right) = \\ &= \exp\left(-\frac{1}{2}[\mathbf{S}^T \mathbf{R}^{-1}\mathbf{U} + \mathbf{U}^T \mathbf{R}^{-1}\mathbf{S} - \mathbf{S}^T \mathbf{R}^{-1}\mathbf{S}]\right) \end{aligned}$$

Выражение решающей статистики имеет вид:

$$Z(\mathbf{U}) = \mathbf{U}^T \mathbf{R}^{-1}\mathbf{S}. \quad (3.4)$$

От входного сигнала \mathbf{U} зависит лишь первое слагаемое, поэтому классическая процедура обнаружения описывается выражением:

$$Z(\mathbf{U}) = \mathbf{U}^T \mathbf{R}^{-1}\mathbf{S} \begin{cases} \geq Z_{\Pi} & \rightarrow \text{сигнал есть } (\gamma_1), \\ < Z_{\Pi} & \rightarrow \text{сигнала нет } (\gamma_0), \end{cases} \quad (3.5)$$

где порог обнаружения Z_{Π} выбирается по заданной вероятности ложной тревоги. Статистика обнаружения в (3.5) имеет корреляционный характер, а решающее правило строится исходя из фундаментального критерия оптимальности, направленного на получение наилучшего качества обнаружения сигнала. Решающее правило (3.5) справедливо как для ЛЦАР, так и для ПЦАР, отличающееся только размерностью векторов.

Обозначим в (3.4):

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{S}, \quad (3.6)$$

где параметр $\mathbf{W} = \|w_1, w_2, \dots, w_N\|^T$ представляет собой вектор весовых коэффициентов. Его элементы определяются сигнальным вектором \mathbf{S} и корреляционной матрицей помех \mathbf{R} [30]. Тогда выражение решающей статистики примет вид:

$$Z(\mathbf{U}) = \mathbf{U}^T \mathbf{W}. \quad (3.7)$$

Оценим улучшение ОСПШ, получаемое при обработке в фиксированный момент времени, т.е. когда пространственно-временной сигнал трансформирован в пространственный. ОСПШ на входе определяется согласно выражению:

$$q_{\text{вх}}^2 = \frac{S^2}{D_{\Pi}}, \quad (3.8)$$

где S – амплитуда входного полезного сигнала, D_{Π} – дисперсия помехи на каждом элементе антенны.

Определим мощность помехи на выходе устройства обработки, с учетом (3.6). Математическое ожидание (3.4) при гипотезе отсутствия полезного сигнала:

$$\overline{Z_0} = \overline{\mathbf{U}^T \mathbf{W}} = 0.$$

Дисперсия помехи на выходе устройства обработки:

$$\begin{aligned} \overline{Z^2} &= P_{\Pi_{\text{вых}}} = \overline{Z(\mathbf{U})Z(\mathbf{U})} = \overline{\mathbf{U}^T \mathbf{W} \mathbf{U}^T \mathbf{W}} = \mathbf{W}^T \overline{\mathbf{U} \mathbf{U}^T} \mathbf{W} = \\ &= \mathbf{W}^T \mathbf{R} \mathbf{W} = \mathbf{W}^T \mathbf{R} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{S} = \mathbf{W}^T \mathbf{S}. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Математическое ожидание (3.4) при гипотезе о наличии полезного сигнала в наблюдаемом процессе, т.е. сигнальная составляющая выходного процесса, определяется как:

$$Z(\mathbf{U} = \mathbf{S}) = \mathbf{S}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{S} = \mathbf{S}^T \mathbf{W},$$

Тогда ОСПШ на входе определяется согласно выражению:

$$q_{\text{вых}}^2 = \frac{(\mathbf{S}^T \mathbf{W})^2}{\mathbf{W}^T \mathbf{S}} = \frac{\mathbf{S}^T \mathbf{W} \mathbf{W}^T \mathbf{S}}{\mathbf{W}^T \mathbf{S}} = \mathbf{S}^T \mathbf{W} = \mathbf{S}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{S}. \quad (3.10)$$

Решающее правило (3.7) можно рассматривать как вычисление корреляции вектора входного сигнала \mathbf{U} и весового вектора \mathbf{W} . Необходимо проводить оценку корреляционной матрицы достаточно большого размера. Так для ПЦАР размером $N = I \times J = 70 \times 70$ элементов необходимо находить оценку корреляционной матрицы размера $N \times N = 4900 \times 4900$ путем формирования обучающих выборок значительного объема, и затем обращать её, при этом соответствующие вычисления должны производиться в реальном масштабе времени. Существующие подходы к оцениванию весового вектора \mathbf{W} были рассмотрены в главе 1. Один из подходов уменьшения размерности корреляционной матрицы описан в [31-33].

Рассмотрим формирование решающего правила для пространственно-временного сигнала. В §2.5 был описан процесс образования цифрового кадра на ЛЦАР и ПЦАР. Кадру соответствует совокупность отсчетов в фиксированный момент времени k :

$$\mathbf{U}_k = \|u_{k1}, u_{k2}, \dots, u_{kN}\|^T, \quad (3.11)$$

где $k = \overline{1, K}$ – дискретные отсчеты временной переменной пространственно-временного процесса, соответствующие номеру кадра.

Решающая статистика формируется на основе отношения правдоподобия:

$$\Lambda = \frac{w_1(\mathbf{U})}{w_0(\mathbf{U})},$$

где входной процесс \mathbf{U} можно представить в виде:

$$\mathbf{U} = \| \mathbf{U}_1^T, \mathbf{U}_2^T, \dots, \mathbf{U}_K^T \|^T,$$

элементы которого (3.11).

Если сигнал, поступающий на ЦАР, относится к УПСПС, то обработка такого сигнала преобразуется в последовательную пространственную и временную обработку (или наоборот) [57]. Если сигнал, поступающий на ЦАР, относится к ШПСПС, то факторизация сигнала на пространственную и временную составляющие невозможно, и для обработки такого сигнала можно также применить алгоритм на основе ММП (3.4), когда на вход устройства обработки поступает пространственно-временной процесс, а порядок корреляционной матрицы, например для ЛЦАР, $N = K \times I = 400 \times 70$. Оценка ОСПШ проходит согласно (3.8) и (3.10).

Исходя из соображений, изложенных в выше оптимальная пространственно-временная обработка на основе ММП в областях временной и пространственной переменных может быть выполнена в соответствие с выражением (3.4). Оно предполагает прямое обращение корреляционной матрицы \mathbf{R}^{-1} , порядок которой равен $N = K \times I$ для ЛЦАР и $N = K \times I \times J$ для ПЦАР. Ее вычисление должно быть элементом текущей работы РТС. При этом оно должно опираться на постоянно или периодически проводимое обучение, при котором производится оценивание прямой корреляционной матрицы \mathbf{R} .

Практическая реализация такого алгоритма обработки применительно к РТС с антенными решетками нереальна, как минимум, из-за большого размера корреляционных матриц \mathbf{R} , получаемых как для линейных, так и для плоских решёток и, как следствие, большого объёма вычислений, необходимый для их обращения, при этом соответствующие вычисления должны производиться в реальном масштабе времени. Во-вторых, плохая обусловленность матрицы \mathbf{R} приводит к вычислительным проблемам.

3.3 Пространственно-временная согласованная фильтрация

В §1.2.3 рассматривался подход к обработке пространственно-временных сигналов ЛАР, основанный на адаптивной двумерной согласованной фильтрации [55, 100]. Коэффициент передачи пространственно-временного фильтра, согласованного с сигналом (ПВСФ), определяется выражением:

$$\dot{K}(\omega_t, \omega_x, \theta_c, \boldsymbol{\theta}_n) = \frac{\dot{S}^*(\omega_t, \omega_x, \theta_c) e^{-j(\omega_t \tau_u + \omega_x x_m)}}{\sqrt{G_\Sigma(\omega_t, \omega_x, \boldsymbol{\theta}_n)}}, \quad (3.12)$$

где $\dot{S}^*(\omega_t, \omega_x, \theta_c)$ – двумерный спектр полезного сигнала, зависящий от ожидаемого угла прихода сигнала θ_c , $G_\Sigma(\omega_t, \omega_x, \boldsymbol{\theta}_n)$ – двумерная СПМ суммы помех, включая тепловые шумы, зависящая от углов прихода активных помех $\boldsymbol{\theta}_n = \|\theta_{n1}, \theta_{n2}, \dots, \theta_{nv}\|$, $v = \overline{1, V}$, V – количество активных помех (АП), τ_u – длительность сигнала, x_m – размер антенной решетки. Адаптация фильтра заключается в предварительной оценке СПМ помехи.

Поскольку данный подход наиболее близок по своей природе к обработке, разрабатываемой в данной работе, проведем анализ улучшения ОСПШ при обработке.

Пространственно-временной спектр сигнала на линейной антенной решетке имеет вид:

$$\dot{S}(\omega_t, \omega_x) = \dot{S}(\omega_t) x_m \frac{\sin \left[\frac{x_m}{2} (\omega_t k_t + \omega_x) \right]}{\frac{x_m}{2} (\omega_t k_t + \omega_x)}, \quad (3.13)$$

где $\dot{S}(\omega_t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega_t t} dt$ – спектр сигнала $u(t)$; ω_x – частота, соответствующая пространственному колебанию, $k_t = \sin \theta_c / c$ – коэффициент трансформации, зависящий от направления прихода цели θ_c – угол прихода полезного сигнала.

Аналогично (3.13), пространственно-временной спектр ν -ой АП на плоской антенной решетке имеет вид:

$$\dot{U}_{\Pi\nu}(\omega_t, \omega_x) = \dot{U}_{\Pi}(\omega_t) x_m \frac{\sin \left[\frac{x_m}{2} (\omega_t k_t^{(\nu)} + \omega_x) \right]}{\frac{x_m}{2} (\omega_t k_t^{(\nu)} + \omega_x)}, \quad (3.14)$$

где $k_t^{(\nu)} = \sin \theta_{\nu} / c$ – коэффициенты трансформации, зависящие от направления прихода ν -ой помехи, т.е. угла θ_{ν} . Полагаем, что в частотной полосе полезного сигнала помеха является широкополосным случайным процессом с равномерной СПМ (односторонняя), равной N_{ν} . СПМ пространственно-временной помехи на основе (3.14) имеет вид:

$$G_{\nu}(\omega_t, \omega_x) = \frac{N_{\nu} x_m^2}{2 x_m} \frac{\sin \left[\frac{x_m}{2} (\omega_t k_t^{(\nu)} + \omega_x) \right]}{\frac{x_m}{2} (\omega_t k_t^{(\nu)} + \omega_x)}. \quad (3.15)$$

С учетом (3.13) и (3.15) можно определить коэффициент передачи ПВСФ:

$$\dot{K}(\omega_t, \omega_x) = \frac{\dot{S}^*(\omega_t, \omega_x) e^{-j(\omega_t t_0 + \omega_x x_0)}}{\sqrt{\sum_{\nu=1}^{\nu} G_{\nu}(\omega_t, \omega_x) + N_0}} \quad (3.16)$$

Полагаем, что ОСПШ на входе ПВСФ управляется как отношение мощности полезного сигнала к суммарной мощности всех активных помех и тепловых шумов в полосе сигнала на одном элементе антенной решетки:

$$q_{\text{ex}}^2 = \frac{S_0^2}{\left(\sum_{\nu=1}^{\nu} N_{\nu} + N_0 \right) f_{\delta}} \quad (3.17)$$

где $f_{\delta} = \Delta f$ – полоса сигнала, т.е. девиация частоты ЛЧМ сигнала, S_0 – амплитуда полезного сигнала, N_{ν} – СПМ ν -ой помехи, N_0 – СПМ теплового шума.

Найдем мощность сигнала на выходе ПВСФ. Спектр пространственно-временного сигнала на выходе ПВСФ:

$$\dot{S}_{\text{вых}}(\omega_t, \omega_x) = \dot{S}(\omega_t, \omega_x) \dot{K}(\omega_t, \omega_x) = \frac{\left| \dot{S}(\omega_t, \omega_x) \right|^2 e^{-j(\omega_t t_0 + \omega_x x_0)}}{\sqrt{\sum_{v=1}^V G_{nv}(\omega_t, \omega_x) + N_0}}. \quad (3.18)$$

Сигнал на выходе фильтра найдем с помощью двумерного обратного преобразования Фурье:

$$s_{\text{вых}}(t, x) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} \dot{S}_{\text{вых}}(\omega_t, \omega_x) e^{j(\omega_t t + \omega_x x)} d\omega_t d\omega_x. \quad (3.19)$$

Выражение (3.19) в «пиковой» точке $t = t_0, x = x_0$ с учетом (3.18) примет вид:

$$s_{\text{выхMax}}(t_0, x_0) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} \left[\frac{\left| \dot{S}(\omega_t, \omega_x) \right|^2}{\sqrt{\sum_{v=1}^V G_{nv}(\omega_t, \omega_x) + N_0}} \right] d\omega_t d\omega_x \quad (3.20)$$

Таким образом, мощность сигнала на выходе ПВСФ:

$$P_{\text{сВых}} = \left[s_{\text{выхMax}}(t_0, x_0) \right]^2.$$

Определим мощность АП на выходе ПВСФ. СПМ пространственно-временной помехи на выходе ПВСФ:

$$G_{\text{нВых}}(\omega_t, \omega_x) = G_{\text{нВх}}(\omega_t, \omega_x) \left| \dot{K}(\omega_t, \omega_x) \right|^2, \quad (3.21)$$

где СПМ помехи на входе ПВСФ $G_{\text{нВх}}(\omega_t, \omega_x)$ определяется как:

$$G_{\text{нВх}}(\omega_t, \omega_x) = \sum_{v=1}^V G_{nv}(\omega_t, \omega_x) + N_0 \quad (3.22)$$

Подставляя (3.22) и (3.16) в (3.21), имеем:

$$G_{\text{нВых}}(\omega_t, \omega_x) = \left| \dot{S}^*(\omega_t, \omega_x) \right|^2, \quad (3.23)$$

и получаем, с учетом (3.23), выражение для мощности выходной помехи вида:

$$P_{\text{нВых}} = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} \left| \dot{S}(\omega_t, \omega_x) \right|^2 d\omega_t d\omega_x. \quad (3.24)$$

Таким образом, ОСПШ на выходе ПВСФ с учетом (3.20) и (3.24):

$$q_{\text{вых}}^2 = \frac{[u_{\text{выхMax}}(t_0, x_0)]^2}{P_{\text{нВых}}} = \frac{\left[\frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} \frac{|\dot{S}(\omega_t, \omega_x)|^2}{\sqrt{\sum_{v=1}^V G_{mv}(\omega_t, \omega_x) + N_0}} d\omega_t d\omega_x \right]^2}{\frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} |\dot{S}(\omega_t, \omega_x)|^2 d\omega_t d\omega_x}. \quad (3.25)$$

Улучшение ОСПШ можно оценивать согласно выражению:

$$K_{\text{ОСПШ}} = \frac{q_{\text{вых}}^2}{q_{\text{вх}}^2}, \quad (3.26)$$

где $q_{\text{вых}}^2$ – ОСПШ на выходе ПВСФ (3.25), $q_{\text{вх}}^2$ – ОСПШ на входе ПВСФ (3.17).

3.4 Обработка пространственно-временных сигналов в радиотехнических системах с линейными цифровыми антенными решетками в спектральной области

Как было описано ранее, обнаружитель на основе ММП является оптимальным и обладает наилучшими характеристиками, но при этом крайне сложна его практическая реализация, осуществляемая в области пространственно-временных координат ввиду большого размера корреляционной матрицы помех. Обычно данную проблему решают путем деления антенной решетки на сегменты меньшего размера [6, 22, 54, 88].

В данной работе предлагается иной подход, основанный на выполнении многомерной обработки в спектральной области [34, 38, 109, 111]. Очевидно, что это эквивалентный вариант по сравнению с обработкой, рассмотренной в §3.2, поскольку сигнал без потерь преобразуется в спектр и наоборот, их информативность одинаковая. Преимущества данного подхода основаны на том, что корреляционные матрицы имеют диагональный характер, анализ которых описан в §2.6.

Необходимость развития данного подхода возникла при выполнении научно-исследовательской работы на тему «Исследование методов пространственно-

временной обработки широкополосных сигналов в РЛС с адаптивной цифровой антенной решеткой (составная часть НИР «Перспектива-Н»)» на кафедре Теоретический основ радиотехники ФГБОУ ВО НГТУ по договору № НИР-ТОР-1-2018 от 01.11.2018г., и полученные результаты вошли как составная часть НИР [52, 73, 93, 98].

В данном параграфе рассматривается алгоритм обработки пространственно-временного процесса в спектральной области для ЛЦАР. В §3.5 делается обобщение для ПЦАР.

3.4.1 Прием полностью известного сигнала

Покажем, как формируется решающая статистика применительно к комплексному спектру пространственно-временного процесса, получаемого в ЛЦАР. Рассмотрим прием полностью известного сигнала.

Как было показано в главе 2, для разных углов прихода сигналов положение активной области спектра пространственно-временного на ЛЦАР процесса разное, и имеет узкий пик, что может стать основой для разделения сигналов, и, в частности, для борьбы с помехами. В качестве входных данных для обработки сигналов можно использовать их двумерное пространственно-временное преобразование Фурье. Комплексные спектры пространственно-временного сигнала, помехи и их суммы представим, соответственно, в виде

$$\begin{aligned}\dot{S}(\omega_t, \omega_x) &= S_{\text{Re}}(\omega_t, \omega_x) + jS_{\text{Im}}(\omega_t, \omega_x), \\ \dot{X}(\omega_t, \omega_x) &= X_{\text{Re}}(\omega_t, \omega_x) + jX_{\text{Im}}(\omega_t, \omega_x), \\ \dot{U}(\omega_t, \omega_x) &= [S_{\text{Re}}(\omega_t, \omega_x) + X_{\text{Re}}(\omega_t, \omega_x)] + \\ &\quad + j[S_{\text{Im}}(\omega_t, \omega_x) + X_{\text{Im}}(\omega_t, \omega_x)],\end{aligned}\tag{3.27}$$

где $S_{\text{Re}}(\omega_t, \omega_x)$ и $S_{\text{Im}}(\omega_t, \omega_x)$ – вещественная и мнимая части спектра ПВС, $X_{\text{Re}}(\omega_t, \omega_x)$ и $X_{\text{Im}}(\omega_t, \omega_x)$ – вещественная и мнимая части спектра ПВП, j – мнимая единица.

Для дискретных наблюдений обозначим в (3.27):

$$\dot{S}_{nm} = S_{\text{Re}_{nm}} + jS_{\text{Im}_{nm}},$$

$$\dot{X}_{nm} = X_{\text{Re}_{nm}} + jX_{\text{Im}_{nm}},$$

$$\dot{U}_{nm} = y_{nm} + jz_{nm},$$

где $n = \overline{1, K}$ и $m = \overline{1, I}$ – дискретные отсчеты частот ω_t и ω_x соответственно, K и I – количество временных и пространственных спектральных отсчетов, $S_{\text{Re}_{nm}}$ и $S_{\text{Im}_{nm}}$ – вещественная и мнимая части спектра ПВС, $X_{\text{Re}_{nm}}$ и $X_{\text{Im}_{nm}}$ – вещественная и мнимая части спектра ПВП, y_{nm} и z_{nm} – вещественная и мнимая части спектра суммы сигнала и помехи, которые можно представить в виде:

$$y_{nm} = S_{\text{Re}_{nm}} + X_{\text{Re}_{nm}},$$

$$z_{nm} = S_{\text{Im}_{nm}} + X_{\text{Im}_{nm}}.$$

Следует делать важное замечание, что в данном §3.4 и следующем §3.5 в выражениях для спектров $\dot{X}(\omega_t, \omega_x)$ и $\dot{U}(\omega_t, \omega_x)$ для ЛЦАР или $\dot{X}(\omega_t, \omega_y, \omega_z)$ и $\dot{U}(\omega_t, \omega_y, \omega_z)$ для ПЦАР явным образом не показаны спектры других помех, при количестве источников помех $v = \overline{1, V}$, и внутренние шумы, возникающие в ППМ. Как было показано в §2.6 отсчеты тепловых шумов в спектральной области независимы как по пространственной ω_x , так и по временной ω_t частотам, и, в отличие от спектра помехи, не образуют в спектральной области частотные «всплески», а спектр помех, поступающих с разных направлений и независимых между собой, можно представить суммой их пространственно-временных спектров. Поэтому для упрощения приведенных далее выражений, в том числе и алгоритма обработки на основе ММП в спектральной области, суммарные помехи и тепловые шумы не приведены, но при исследовании работоспособности алгоритмов считаем, что на входе устройства обработки формируется не только спектр пространственно-временной помехи $\dot{X}_{\text{пом}}(\omega_t, \omega_x)$, а аддитивная смесь

помех \dot{X}_{nomv} , от разных источников с разных направлений, и тепловых шумов $\dot{\Xi}_{ui}(\omega_t, \omega_x)$:

$$\dot{X}(\omega_t, \omega_x) = \sum_{v=1}^V \dot{X}_{nomv}(\omega_t, \omega_x) + \dot{\Xi}_{ui}(\omega_t, \omega_x).$$

Из проведенного в 2 главе анализа, при переходе от пространственно-временного колебания к его многомерному спектру отсчеты помехи в спектральной области можно считать некоррелированными, а корреляционную матрицу помех – диагональной. Данное свойство справедливо как для сигналов ЛЦАР, так и для сигналов, формируемых на ПЦАР. Таким образом, для обработки в качестве входных данных рассматриваем пространственно-временной спектр исходного пространственно-временного сигнала.

Вектор \mathbf{U} представляет собой совокупность отсчетов суммы y_{nm} и z_{nm} . Совместная плотность распределения вероятностей при наличии и отсутствии сигнала будут иметь, соответственно, вид:

$$w_0(\mathbf{U}) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{KI}} \sqrt{|\det \mathbf{R}|}} \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{y_{nm}^2 + z_{nm}^2}{\sigma_{nm}^2}\right), \quad (3.28)$$

$$w_1(\mathbf{U}) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{KI}} \sqrt{|\det \mathbf{R}|}} \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{(y_{nm} - S_{\text{Re}_{nm}})^2 + (z_{nm} - S_{\text{Im}_{nm}})^2}{\sigma_{nm}^2}\right). \quad (3.29)$$

где σ_{nm}^2 – дисперсия наблюдаемых спектральных составляющих.

Используя (3.28) и (3.29), получаем логарифм отношения правдоподобия:

$$\ln \Lambda = \ln \frac{w_1(\mathbf{U})}{w_0(\mathbf{U})} = \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{y_{nm} S_{\text{Re}_{nm}} + z_{nm} S_{\text{Im}_{nm}} - \frac{S_{\text{Re}_{nm}}^2 + S_{\text{Im}_{nm}}^2}{2}}{\sigma_{nm}^2},$$

а выражение решающей статистики принимает вид

$$Z(\mathbf{U}) = \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{(y_{nm} S_{\text{Re}_{nm}} + z_{nm} S_{\text{Im}_{nm}})}{\sigma_{nm}^2}. \quad (3.30)$$

Заметим, что выражение (3.30) имеет характер корреляционной обработки, выполняемой в данном случае в спектральной области. Кроме того, выражение

(3.30) справедливо для пространственно-временного спектра сигналов как высокой и промежуточной частот, так и сигналов «нулевой» частоты. При обработке пространственно-временного процесса на «нулевой» частоте в спектральной области комплексные спектры пространственно-временных процессов определяются согласно (2.45), а именно, спектры пространственно-временных сигнала, помехи и их суммы представляем, соответственно, в виде:

$$\begin{aligned}\dot{G}(\omega_t, \omega_x) &= \dot{G}_A(\omega_t, \omega_x) + \dot{G}_C(\omega_t, \omega_x) = \dot{G}_{A_{nm}} + \dot{G}_{C_{nm}}, \\ \dot{X}(\omega_t, \omega_x) &= \dot{X}_A(\omega_t, \omega_x) + \dot{X}_C(\omega_t, \omega_x) = \dot{X}_{A_{nm}} + \dot{X}_{C_{nm}}, \\ \dot{U}(\omega_t, \omega_x) &= \dot{U}_A(\omega_t, \omega_x) + \dot{U}_C(\omega_t, \omega_x) = \dot{U}_{A_{nm}} + \dot{U}_{C_{nm}},\end{aligned}\quad (3.31)$$

с последующим разделением на вещественную и мнимую части каждого слагаемого (3.31). Таким образом на входе устройства обработки должна формироваться сумма двумерных спектров квадратурных составляющих комплексной огибающей помехи либо смеси помехи и полезного сигнала.

Правило приема сигнала должно быть основано на сравнении (3.30) с порогом:

$$Z(\mathbf{U}) \underset{\gamma_0}{\overset{\gamma_1}{>}} Z_{\Pi}, \quad (3.32)$$

где Z_{Π} – порог сравнения, для вынесения решения о наличии γ_1 или отсутствии γ_0 полезного сигнала в наблюдаемом процессе:

$$Z_{\Pi} = \ln C + \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{S_{\text{Re}_{nm}}^2 + S_{\text{Im}_{nm}}^2}{2\sigma_{nm}^2}. \quad (3.33)$$

Здесь C – величина для определения порога сравнения, определяемая заданным критерием оптимальности.

Адаптация алгоритма (3.30) заключается в получении оценки функции σ_{nm}^2 по наблюдаемым процессам.

Структурная схема приемника пространственно-временного сигнала на основе ММП, соответствующая алгоритму (3.30) приведена на рисунке 3.1. Она включает блок преобразования пространственно-временного процесса в спектр

путем применения двумерного преобразования Фурье. Структурная схема приемника ПВС «нулевой» частоты на основе ММП, соответствующая алгоритму (3.30) приведена на рисунке 3.2.

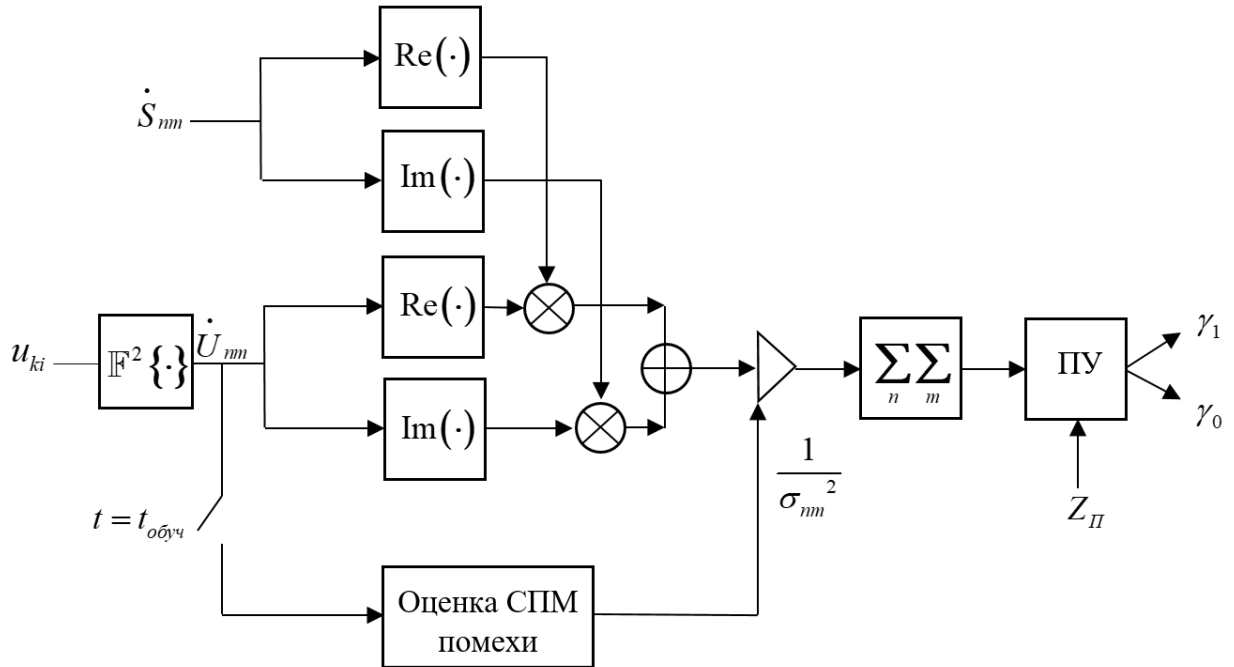


Рисунок 3.1 – Структурная схема обнаружителя двумерного детерминированного сигнала

Для получения ОСП на выходе вычисляется математическое ожидание и дисперсия решающей статистики (3.30):

$$q_{\text{вых}} = \frac{m_0}{\sigma_0}, \quad (3.34)$$

где m_0, σ_0 - математическое ожидание и дисперсия при отсутствии полезного сигнала.

Алгоритм (3.30) имеет характер корреляционной обработки, выполняемой в спектральной области, и может применяться для пространственно-временной обработки сигналов как высокой и промежуточной частот, так и сигналов «нулевой» частоты. Исследование работы алгоритма (3.30) приводится в §3.6.2, §3.6.4 и §3.6.5.

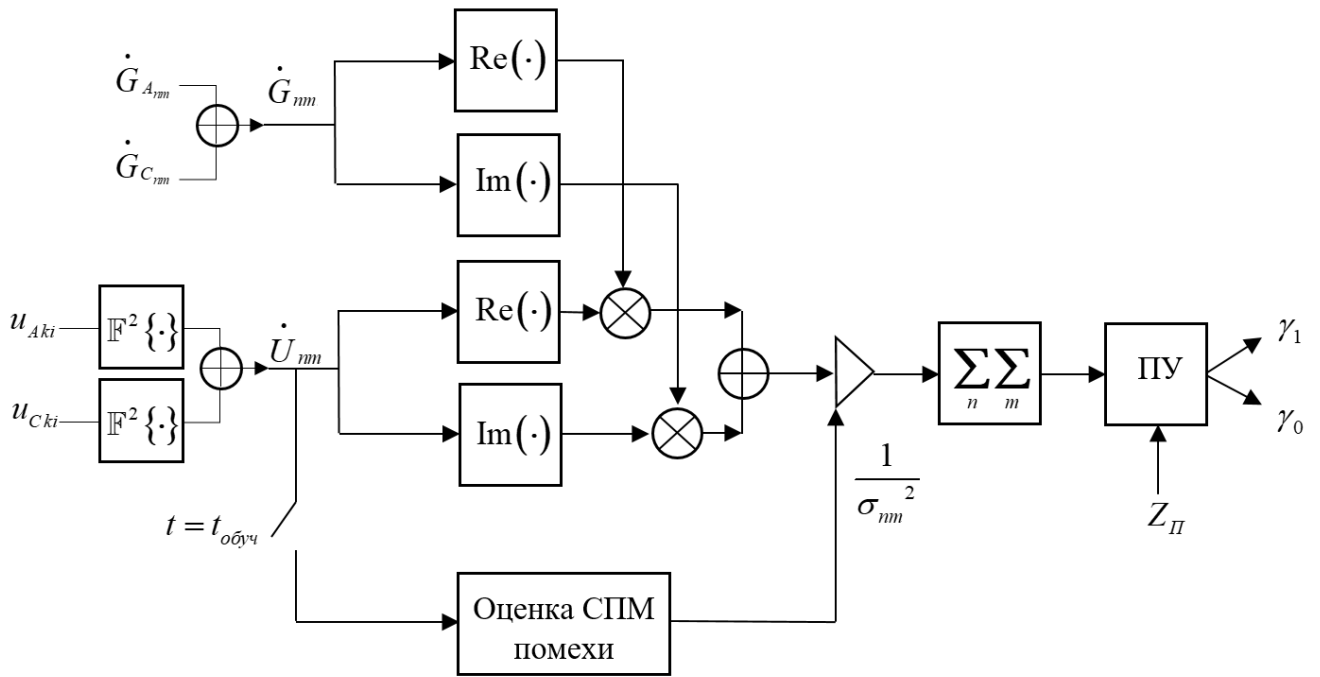


Рисунок 3.2 – Структурная схема обнаружителя двумерного детерминированного сигнала «нулевой» частоты

3.4.2 Прием сигнала со случайной начальной фазой

На практике не удастся обеспечить условия для когерентного приема сигналов и один или несколько параметров принимаемого колебания остаются неизвестными. Неизвестные параметры принимаемого полезного сигнала могут быть мешающими, т.е. не несущими полезную информацию. В частности, случайная начальная фаза сигнала не несет полезной информации и ухудшает качество обнаружения. Рассмотрим случай, когда неизвестным параметром полезного сигнала является начальная фаза φ . Комплексный спектр регистрируемого ПВС примет вид:

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega_t, \omega_x | \varphi) &= \dot{S}(\omega_t, \omega_x) e^{-j\varphi} = (S_{\text{Re}_{mm}} + jS_{\text{Im}_{mm}}) \cdot (\cos \varphi - j \sin \varphi) = \\ &= [S_{\text{Re}_{mm}} \cos \varphi + S_{\text{Im}_{mm}} \sin \varphi] + j [S_{\text{Im}_{mm}} \cos \varphi - S_{\text{Re}_{mm}} \sin \varphi]. \end{aligned}$$

Тогда условная относительно фазы φ совместная плотность распределения вероятностей при наличии сигнала принимает вид:

$$w_1(\mathbf{U}) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{KI}} \sqrt{|\det \mathbf{R}|}} \exp \left(-\frac{1}{2} \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{\left(y_{nm} - [S_{\text{Re}_{nm}} \cos \varphi + S_{\text{Im}_{nm}} \sin \varphi] \right)^2}{\sigma_{nm}^2} - \frac{1}{2} \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{\left(z_{nm} - [S_{\text{Im}_{nm}} \cos \varphi - S_{\text{Re}_{nm}} \sin \varphi] \right)^2}{\sigma_{nm}^2} \right). \quad (3.35)$$

Используя (3.28) и (3.35), получаем логарифм отношения правдоподобия:

$$\begin{aligned} \ln \Lambda = \ln \frac{w_1(\mathbf{U})}{w_0(\mathbf{U})} &= \cos \varphi \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{\left(y_{nm} S_{\text{Re}_{nm}} + z_{nm} S_{\text{Im}_{nm}} \right)}{\sigma_{nm}^2} + \\ &+ \sin \varphi \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{\left(y_{nm} S_{\text{Im}_{nm}} - z_{nm} S_{\text{Re}_{nm}} \right)}{\sigma_{nm}^2} - \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{S_{\text{Re}_{nm}}^2 + S_{\text{Im}_{nm}}^2}{2\sigma_{nm}^2}. \end{aligned} \quad (3.36)$$

Обозначая в (3.36):

$$\begin{aligned} P_c &= \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{\left(y_{nm} S_{\text{Re}_{nm}} + z_{nm} S_{\text{Im}_{nm}} \right)}{\sigma_{nm}^2}, \\ P_s &= \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{\left(y_{nm} S_{\text{Im}_{nm}} - z_{nm} S_{\text{Re}_{nm}} \right)}{\sigma_{nm}^2}, \\ P &= \sqrt{P_c^2 + P_s^2}. \end{aligned}$$

логарифм отношения правдоподобия представим в виде:

$$\ln \Lambda = P \left(\cos \varphi \frac{P_c}{P} + \sin \varphi \frac{P_s}{P} \right) - \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{S_{\text{Re}_{nm}}^2 + S_{\text{Im}_{nm}}^2}{2\sigma_{nm}^2}. \quad (3.37)$$

Считая, что в (3.37) $\frac{P_c}{P} = \cos \gamma$, а $\frac{P_s}{P} = \sin \gamma$, отношение правдоподобия можно

переписать в виде:

$$\Lambda = \exp \left(P \cdot \cos(\gamma - \varphi) - \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{S_{\text{Re}_{nm}}^2 + S_{\text{Im}_{nm}}^2}{2\sigma_{nm}^2} \right). \quad (3.38)$$

Учитывая равновероятный характер распределения фазы на интервале $(-\pi, \pi)$, что соответствует максимальной неопределенности случайной величины, выполним усреднение отношения правдоподобия (3.38):

$$\bar{\Lambda} = e^{-\sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{S_{\text{Re}_{nm}}^2 + S_{\text{Im}_{nm}}^2}{2\sigma_{nm}^2}} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{P \cos(\gamma - \varphi)} d\varphi = e^{-\sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{S_{\text{Re}_{nm}}^2 + S_{\text{Im}_{nm}}^2}{2\sigma_{nm}^2}} \cdot I_0(P),$$

где $I_0(P)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка. Правило приема сигнала со случайной равновероятной фазой должно быть основано на сравнении величины $\bar{\Lambda}$ с порогом (3.33):

$$I_0(P) \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} \gamma_1 \\ \gamma_0 \end{matrix} \ln C + \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{S_{\text{Re}_{nm}}^2 + S_{\text{Im}_{nm}}^2}{2\sigma_{nm}^2}.$$

В силу монотонности I_0 решающая статистика имеет вид:

$$Z(\mathbf{U}) = \sqrt{\left(\sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{(y_{nm} S_{\text{Re}_{nm}} + z_{nm} S_{\text{Im}_{nm}})^2}{\sigma_{nm}^2} \right) + \left(\sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \frac{(y_{nm} S_{\text{Im}_{nm}} - z_{nm} S_{\text{Re}_{nm}})^2}{\sigma_{nm}^2} \right)}. \quad (3.39)$$

Выражение (3.39) описывает алгоритм оптимальной обработки принимаемых сигналов со случайной начальной фазой, который основан на нахождении корреляционных функций для вещественной и мнимой частей двумерного комплексного спектра пространственно-временного процесса. Выражение (3.39) справедливо для пространственно-временного спектра сигналов как высокой и промежуточной частот, так и сигналов «нулевой» частоты. При обработке пространственно-временного процесса на «нулевой» частоте в спектральной области комплексные спектры пространственно-временных процессов определяются (3.31).

Адаптация алгоритма (3.39) заключается в получении оценки функции σ_{nm}^2 по наблюдаемым процессам.

Структурная схема приемника пространственно-временного сигнала на основе ММП, соответствующая алгоритму (3.39) приведена на рисунке 3.3. Она включает блок преобразования пространственно-временного процесса в спектр путем применения двумерного преобразования Фурье. Структурная схема приемника ПВС «нулевой» частоты на основе ММП, соответствующая алгоритму (3.39) приведена на рисунке 3.4.

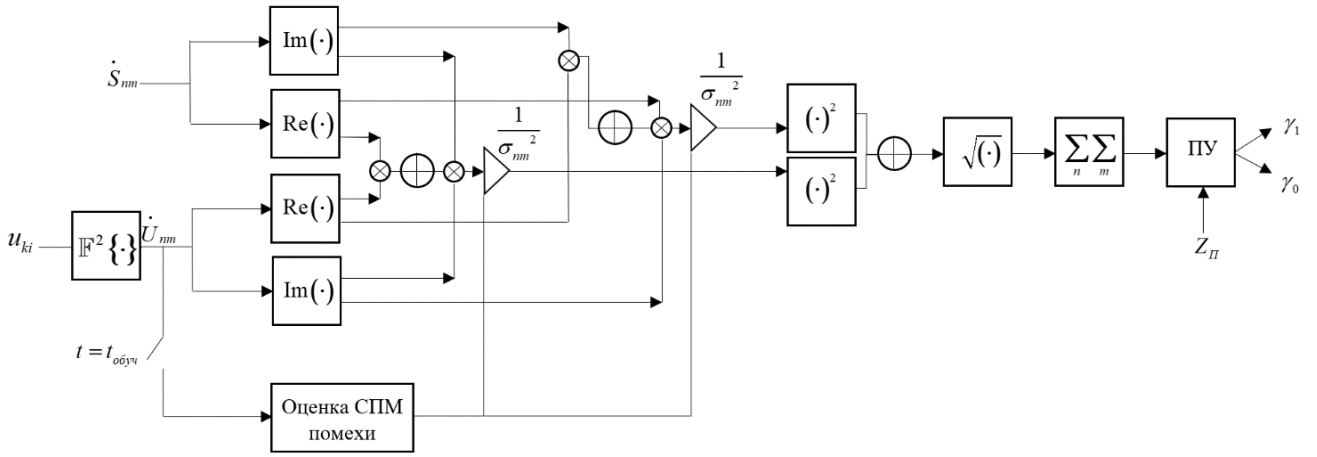


Рисунок 3.3 – Структурная схема обнаружителя двумерного сигнала со случайной начальной фазой

Полученная решающая статистика имеет распределение Рэля-Райса, а ОСП после устройства обработки определяется выражением:

$$q_{вых} = \frac{m_1 - m_0}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_0^2}}, \quad (3.40)$$

где m_1, σ_1 - математическое ожидание и дисперсия решающей статистики при наличии полезного сигнала, а m_0, σ_0 - математическое ожидание и дисперсия при отсутствии полезного сигнала.

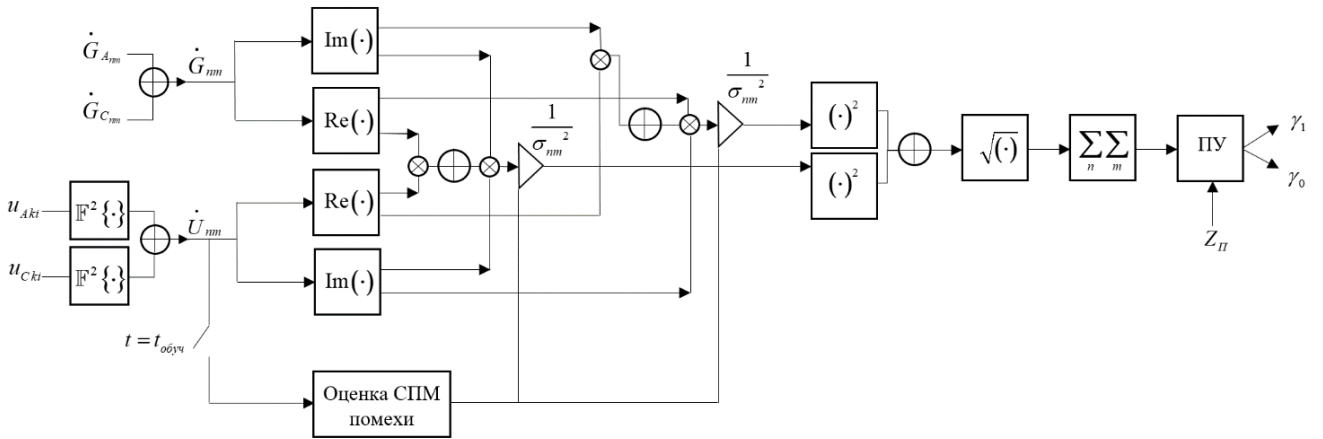


Рисунок 3.4 – Структурная схема обнаружителя двумерного сигнала «нулевой» частоты со случайной начальной фазой

Алгоритм (3.39) имеет характер корреляционной обработки, выполняемой в спектральной области, и может применяться для пространственно-временной обработки сигналов как высокой и промежуточной частот, так и сигналов «нулевой» частоты. Исследование работы алгоритма (3.39) приводится в §3.6.2.

3.5 Обработка пространственно-временных сигналов в радиотехнических системах с плоскими цифровыми антенными решетками в спектральной области

Представленные ранее выражения алгоритмов обработки в спектральной области на основе ММП принимаемых пространственно-временных сигналов для ЛЦАР преобразуются очевидным образом для ПЦАР, поскольку процесс формирования сигнала на ПЦАР аналогичен формированию пространственно-временного колебания на ЛЦАР, а ПВС и ПВП обладают такими же спектральными и корреляционными характеристиками [36, 108].

3.5.1 Прием полностью известного сигнала

Как было показано в главе 2, для разных углов прихода сигналов положение активной области спектра пространственно-временного процесса на ПЦАР разное. В качестве входных данных для обработки сигналов можно использовать их трехмерное пространственно-временное преобразование Фурье. Комплексные спектры пространственно-временного сигнала, помехи и их суммы представим, соответственно, в виде

$$\begin{aligned}\dot{S}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= S_{\text{Re}}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) + jS_{\text{Im}}(\omega_t, \omega_y, \omega_z), \\ \dot{X}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= X_{\text{Re}}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) + jX_{\text{Im}}(\omega_t, \omega_y, \omega_z), \\ \dot{U}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \left[S_{\text{Re}}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) + X_{\text{Re}}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) \right] + \\ &\quad + j \left[S_{\text{Im}}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) + X_{\text{Im}}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) \right].\end{aligned}\tag{3.41}$$

где $S_{\text{Re}}(\omega_t, \omega_y, \omega_z)$ и $S_{\text{Im}}(\omega_t, \omega_y, \omega_z)$ – вещественная и мнимая части спектра ПВС,

$X_{\text{Re}}(\omega_t, \omega_y, \omega_z)$ и $X_{\text{Im}}(\omega_t, \omega_y, \omega_z)$ – вещественная и мнимая части спектра ПВП.

Для дискретных наблюдений обозначим в (3.27):

$$\dot{S}_{nml} = S_{\text{Re}_{nml}} + jS_{\text{Im}_{nml}},$$

$$\dot{X}_{nml} = X_{\text{Re}_{nml}} + jX_{\text{Im}_{nml}},$$

$$\dot{U}_{nml} = y_{nml} + jz_{nml},$$

где $n = \overline{1, K}$, $m = \overline{1, I}$ и $l = \overline{1, J}$ – дискретные отсчеты частот ω_t , ω_y и ω_z соответственно, K , I , J – количество временных и пространственных по двум координатам спектральных отсчетов, $S_{\text{Re}_{nml}}$ и $S_{\text{Im}_{nml}}$ – вещественная и мнимая части спектра ПВС, $X_{\text{Re}_{nml}}$ и $X_{\text{Im}_{nml}}$ – вещественная и мнимая части спектра ПВП, а y_{nml} и z_{nml} – вещественная и мнимая части спектра суммы сигнала и помехи, которые можно представить в виде:

$$y_{nml} = S_{\text{Re}_{nml}} + X_{\text{Re}_{nml}},$$

$$z_{nml} = S_{\text{Im}_{nml}} + X_{\text{Im}_{nml}}.$$

Из проведенного во 2 главе анализа, отсчеты пространственно-временной помехи на ПЦАР в спектральной области можно считать некоррелированными, а корреляционную матрицу помех – диагональной. Таким образом, для обработки в качестве входных данных рассматриваем пространственно-временной спектр исходного пространственно-временного сигнала.

Вектор \mathbf{U} представляет собой совокупность отсчетов суммы y_{nml} и z_{nml} . Совместная плотность распределения вероятностей при наличии и отсутствии сигнала будут иметь, соответственно, вид:

$$w_0(\mathbf{U}) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{KIJ}} \sqrt{|\det \mathbf{R}|}} \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{y_{nml}^2 + z_{nml}^2}{\sigma_{nml}^2}\right), \quad (3.42)$$

$$w_1(\mathbf{U}) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{KIJ}} \sqrt{|\det \mathbf{R}|}} \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{(y_{nml} - S_{\text{Re}_{nml}})^2 + (z_{nml} - S_{\text{Im}_{nml}})^2}{\sigma_{nml}^2}\right). \quad (3.43)$$

где σ_{nml}^2 – дисперсия наблюдаемых спектральных составляющих.

Используя (3.42) и (3.43), получаем логарифм отношения правдоподобия:

$$\ln \Lambda = \ln \frac{w_1(\mathbf{U})}{w_0(\mathbf{U})} = \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{y_{nml} S_{\text{Re}_{nml}} + z_{nml} S_{\text{Im}_{nml}} - \frac{S_{\text{Re}_{nml}}^2 + S_{\text{Im}_{nml}}^2}{2}}{\sigma_{nml}^2},$$

а выражение решающей статистики принимает вид

$$Z(\mathbf{U}) = \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{(y_{nml} S_{\text{Re}_{nml}} + z_{nml} S_{\text{Im}_{nml}})}{\sigma_{nml}^2}. \quad (3.44)$$

Выражение (3.44) имеет характер корреляционной обработки, выполняемой в спектральной области. Выражение (3.44) справедливо для пространственно-временного спектра сигналов как высокой и промежуточной частот, так и сигналов «нулевой» частоты. При обработке пространственно-временного процесса на «нулевой» частоте в спектральной области комплексные спектры пространственно-временных процессов определяются согласно (2.80), а именно, спектры пространственно-временных сигнала, помехи и их суммы представляем, соответственно, в виде:

$$\begin{aligned} \dot{G}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \dot{G}_A(\omega_t, \omega_y, \omega_z) + \dot{G}_C(\omega_t, \omega_y, \omega_z) = \dot{G}_{A_{nml}} + \dot{G}_{C_{nml}}, \\ \dot{X}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \dot{X}_A(\omega_t, \omega_y, \omega_z) + \dot{X}_C(\omega_t, \omega_y, \omega_z) = \dot{X}_{A_{nml}} + \dot{X}_{C_{nml}}, \\ \dot{U}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \dot{U}_A(\omega_t, \omega_y, \omega_z) + \dot{U}_C(\omega_t, \omega_y, \omega_z) = \dot{U}_{A_{nml}} + \dot{U}_{C_{nml}}, \end{aligned} \quad (3.45)$$

с последующим разделением на вещественную и мнимую части каждого слагаемого входящего в (3.45). Таким образом на входе устройства обработки должна формироваться сумма трехмерных спектров квадратурных составляющих комплексной огибающей помехи, либо смеси помехи и полезного сигнала.

Правило приема сигнала должно быть основано на сравнении (3.44) с порогом:

$$Z(\mathbf{U}) \underset{\gamma_0}{\overset{\gamma_1}{>}} Z_{\Pi}, \quad (3.46)$$

где Z_{Π} – порог сравнения, для вынесения решения о наличии γ_1 или отсутствии γ_0 полезного сигнала в наблюдаемом процессе:

$$Z_{II} = \ln C + \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{S_{\text{Re}_{nml}}^2 + S_{\text{Im}_{nml}}^2}{2\sigma_{nml}^2}. \quad (3.47)$$

Структурная схема приемника пространственно-временного сигнала на основе ММП, соответствующая алгоритму (3.44) приведена на рисунке 3.5. Она включает блок преобразования пространственно-временного процесса в спектр путем применения трехмерного преобразования Фурье. Структурная схема приемника пространственно-временного сигнала «нулевой» частоты на основе ММП, соответствующая алгоритму (3.44) приведена на рисунке 3.6.

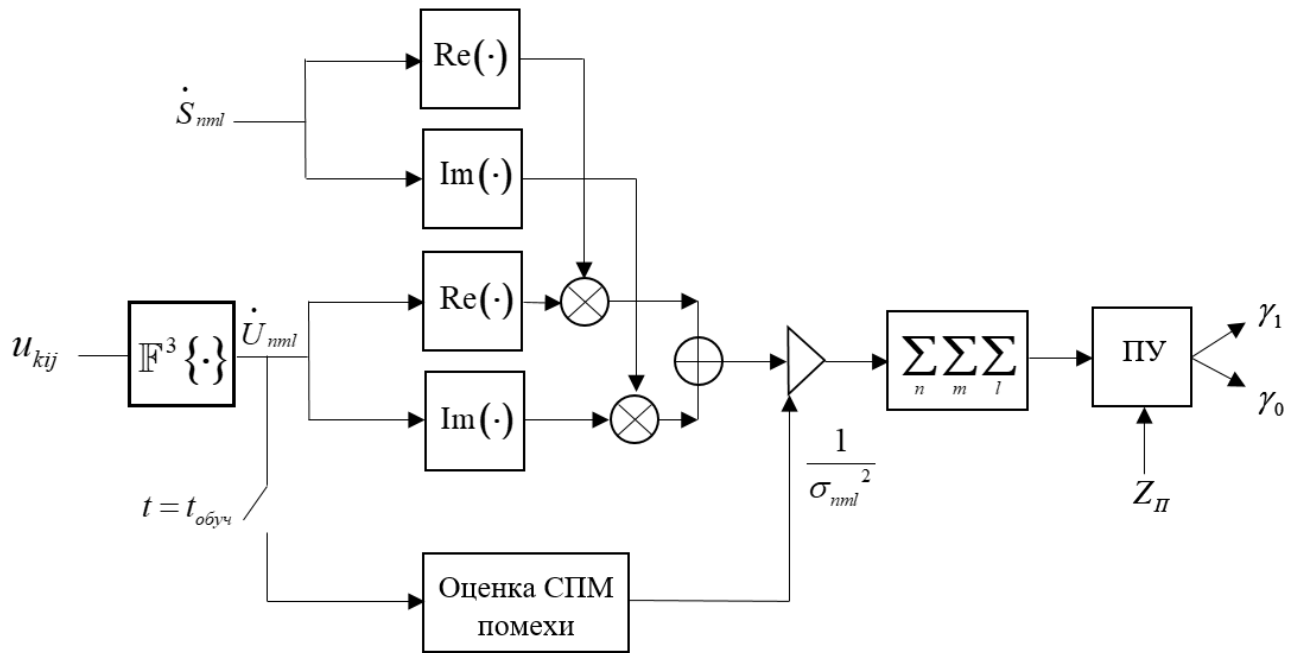


Рисунок 3.5 – Структурная схема обнаружителя трехмерного детерминированного сигнала

Адаптация алгоритма (3.44) и заключается в получении оценок функции σ_{nml}^2 по наблюдаемым процессам.

Для получения ОСП на выходе вычисляется математическое ожидание и дисперсия решающей статистики (3.44) согласно (3.34).

Алгоритм (3.44) имеет характер корреляционной обработки, выполняемой в спектральной области, и может применяться для пространственно-временной обработки а сигналов как высокой и промежуточной частот, так и сигналов «нулевой» частоты. Исследование работы алгоритма (3.44) приводится в §3.6.3, §3.6.4 и §3.6.5.

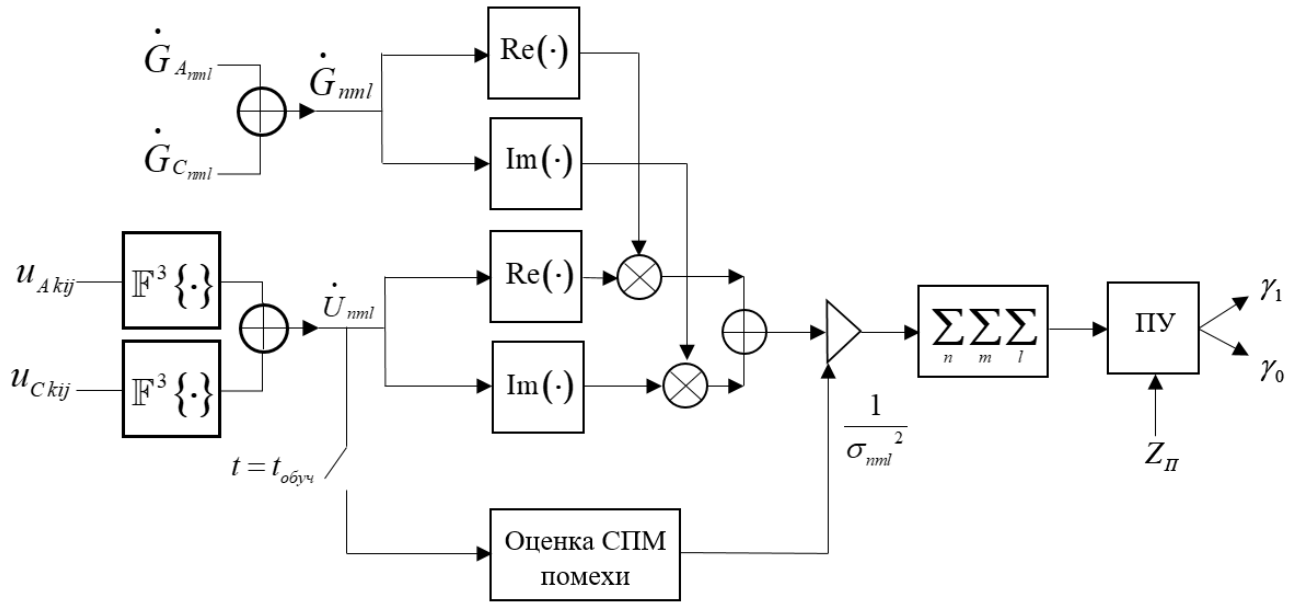


Рисунок 3.6 – Структурная схема обнаружителя трехмерного детерминированного сигнала «нулевой» частоты

3.5.2 Прием сигнала со случайной начальной фазой

Рассмотрим случай приема сигнала со случайной начальной фазой для пространственно-временного процесса, формируемого на ПЦАР. Комплексный спектр регистрируемого пространственно-временного сигнала примет вид:

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega_t, \omega_y, \omega_z | \varphi) &= \dot{S}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) e^{-j\varphi} = (S_{\text{Re}_{nml}} + jS_{\text{Im}_{nml}}) \cdot (\cos \varphi - j \sin \varphi) = \\ &= [S_{\text{Re}_{nml}} \cos \varphi + S_{\text{Im}_{nml}} \sin \varphi] + j[S_{\text{Im}_{nml}} \cos \varphi - S_{\text{Re}_{nml}} \sin \varphi]. \end{aligned}$$

Тогда условная относительно фазы φ совместная плотность распределения вероятностей при наличии сигнала принимает вид:

$$w_1(\mathbf{U}) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{KIJ}} \sqrt{|\det \mathbf{R}|}} \exp \left(-\frac{1}{2} \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{\left(y_{nml} - [S_{\text{Re}_{nml}} \cos \varphi + S_{\text{Im}_{nml}} \sin \varphi] \right)^2}{\sigma_{nml}^2} - \frac{1}{2} \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{\left(z_{nml} - [S_{\text{Im}_{nml}} \cos \varphi - S_{\text{Re}_{nml}} \sin \varphi] \right)^2}{\sigma_{nml}^2} \right). \quad (3.48)$$

Используя (3.42) и (3.48), получаем логарифм отношения правдоподобия:

$$\begin{aligned} \ln \Lambda = \ln \frac{w_1(\mathbf{U})}{w_0(\mathbf{U})} = \cos \varphi \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{(y_{nml} S_{\text{Re}_{nml}} + z_{nml} S_{\text{Im}_{nml}})}{\sigma_{nml}^2} + \\ + \sin \varphi \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{(y_{nml} S_{\text{Im}_{nml}} - z_{nml} S_{\text{Re}_{nml}})}{\sigma_{nml}^2} - \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{S_{\text{Re}_{nml}}^2 + S_{\text{Im}_{nml}}^2}{2\sigma_{nml}^2}. \end{aligned} \quad (3.49)$$

Обозначая в (3.49):

$$\begin{aligned} P_c &= \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{(y_{nml} S_{\text{Re}_{nml}} + z_{nml} S_{\text{Im}_{nml}})}{\sigma_{nml}^2}, \\ P_s &= \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{(y_{nml} S_{\text{Im}_{nml}} - z_{nml} S_{\text{Re}_{nml}})}{\sigma_{nml}^2}, \\ P &= \sqrt{P_c^2 + P_s^2}. \end{aligned}$$

логарифм отношения правдоподобия представим в виде:

$$\ln \Lambda = P \left(\cos \varphi \frac{P_c}{P} + \sin \varphi \frac{P_s}{P} \right) - \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{S_{\text{Re}_{nml}}^2 + S_{\text{Im}_{nml}}^2}{2\sigma_{nml}^2}. \quad (3.50)$$

Считая, что в (3.50) $\frac{P_c}{P} = \cos \gamma$, а $\frac{P_s}{P} = \sin \gamma$, отношение правдоподобия можно

переписать в виде:

$$\Lambda = \exp \left(P \cdot \cos(\gamma - \varphi) - \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{S_{\text{Re}_{nml}}^2 + S_{\text{Im}_{nml}}^2}{2\sigma_{nml}^2} \right). \quad (3.51)$$

Учитывая, что фаза имеет равномерное распределение на интервале $(-\pi, \pi)$, выполним усреднение отношения правдоподобия (3.38):

$$\bar{\Lambda} = e^{-\sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{S_{\text{Re}_{nml}}^2 + S_{\text{Im}_{nml}}^2}{2\sigma_{nml}^2}} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{P \cos(\gamma - \varphi)} d\varphi = e^{-\sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{S_{\text{Re}_{nml}}^2 + S_{\text{Im}_{nml}}^2}{2\sigma_{nml}^2}} \cdot I_0(P),$$

Правило приема сигнала со случайной равновероятной фазой должно быть основано на сравнении величины $\bar{\Lambda}$ с порогом (3.47):

$$I_0(P) \begin{cases} > \\ < \end{cases} \begin{matrix} \gamma_1 \\ \gamma_0 \end{matrix} \ln C + \sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{S_{\text{Re}_{nml}}^2 + S_{\text{Im}_{nml}}^2}{2\sigma_{nml}^2}.$$

В силу монотонности I_0 решающая статистика имеет вид:

$$Z(\mathbf{U}) = \sqrt{\left(\sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{(y_{nml} S_{\text{Re}_{nml}} + z_{nml} S_{\text{Im}_{nml}})}{\sigma_{nml}^2} \right)^2 + \left(\sum_{n=1}^K \sum_{m=1}^I \sum_{l=1}^J \frac{(y_{nml} S_{\text{Im}_{nml}} - z_{nml} S_{\text{Re}_{nml}})}{\sigma_{nml}^2} \right)^2}. \quad (3.52)$$

Выражение (3.52) описывает алгоритм оптимальной обработки принимаемых сигналов со случайной начальной фазой, который основан на нахождении корреляционных функций для вещественной и мнимой частей трехмерного комплексного спектра пространственно-временного процесса, и справедливо для пространственно-временного спектра сигналов как высокой и промежуточной частот, так и сигналов «нулевой» частоты. При обработке пространственно-временного процесса на «нулевой» частоте в спектральной области комплексные спектры пространственно-временных процессов определяются (3.45).

Адаптация алгоритма (3.52) заключается в получении оценок дисперсии σ_{nml}^2 .

Структурная схема приемника пространственно-временного сигнала на основе ММП, соответствующая алгоритму (3.52) приведена на рисунке 3.7. Она включает блок преобразования пространственно-временного процесса в спектр путем применения трехмерного преобразования Фурье. Структурная схема приемника пространственно-временного сигнала «нулевой» частоты на основе ММП, соответствующая алгоритму (3.52) приведена на рисунке 3.8.

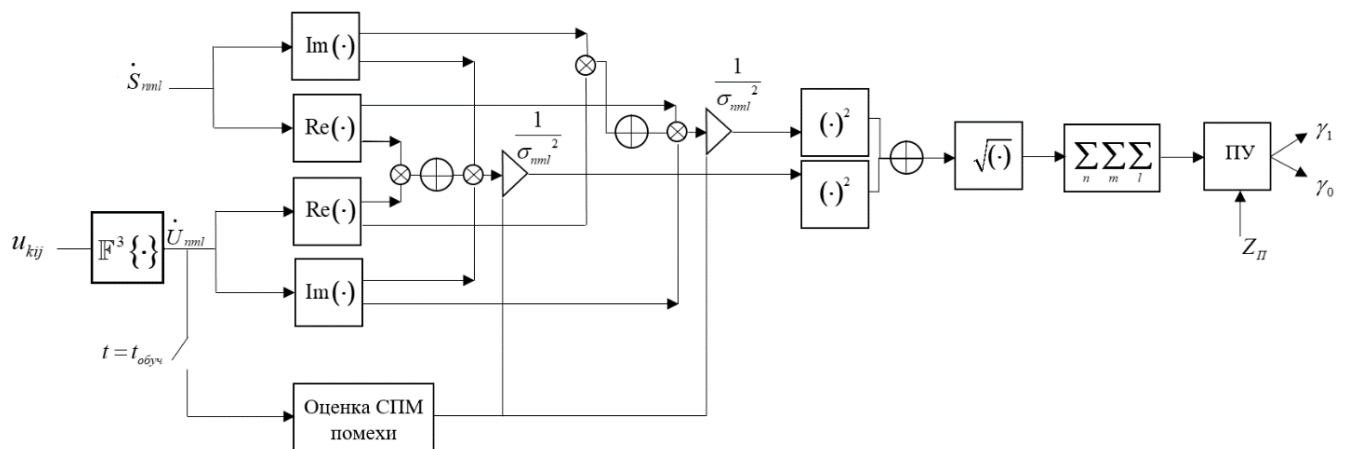


Рисунок 3.7 – Структурная схема обнаружителя трехмерного сигнала со случайной начальной фазой

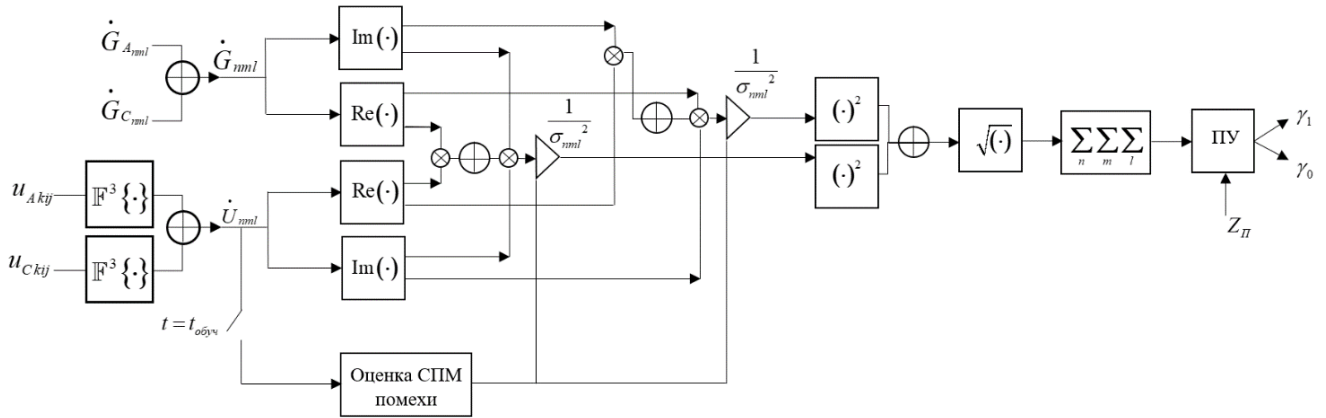


Рисунок 3.8 – Структурная схема обнаружителя трехмерного сигнала «нулевой» частоты со случайной начальной фазой

Полученная решающая статистика имеет распределение Рэля-Райса, а ОСП после устройства обработки определяется выражением (3.40).

Алгоритм (3.52) имеет характер корреляционной обработки, выполняемой в спектральной области, и может применяться для пространственно-временной обработки а сигналов как высокой и промежуточной частот, так и сигналов «нулевой» частоты. Исследование работы алгоритма (3.52) приводится в §3.6.3.

3.6 Экспериментальное исследование алгоритмов пространственно-временной обработки

Ранее были получены алгоритмы на основе ММП для обнаружения ПВС. Их особенность заключается в том, что они имеют характер корреляционной обработки, выполняемой в данном случае в спектральной области, без обращения и оценивания прямой корреляционной матрицы помех \mathbf{R} , чего требует классический подход к оптимальной обработке.

3.6.1 Моделирующая программа для исследования пространственно-временной обработки

Для исследования эффективности предложенного подхода к обработке ПВС, необходимо разработать моделирующую программу, которая позволит провести статистическую оценку качества предложенного алгоритма обработки сигналов на фоне активных помех и тепловых шумов. Рассмотрим основные принципы, положенные в основу математического моделирования сигнала (на примере импульса с ЛЧМ) и активной помехи в РТС с ЛЦАР и ПЦАР.

Моделирующая программа состоит из нескольких блоков:

- генератор полезного сигнала;
- генератор помехи;
- генератор тепловых шумов приемника;
- устройство обработки;
- статистическая оценка качества устройства обработки.

Рассмотрим моделирование пространственно-временных сигналов высокой, промежуточной и «нулевой» частот, формируемых ЛЦАР с количеством антенных элементов $I = 70$. В качестве полезного сигнала используется ЛЧМ-импульс, имеющим следующие параметры:

- несущая частота $f_0 = 3$ ГГц,
- девиация частоты $f_\delta = 100$ МГц,
- длительность $\tau_u = 1$ мкс,
- промежуточная частота $f_{np} = 150$ МГц.

Пространственно-временной сигнал высокой частоты (2.22) в дискретной форме представим в виде (начальная фаза $\varphi_0 = 0$):

$$s_{ki} = S_0 \cos \left[\omega_0 (\Delta t (k-1) - k_i d (i-1)) + b_i \left(\Delta t (k-1) - k_i d (i-1) - \frac{\tau_u}{2} \right)^2 \right], \quad (3.53)$$

где S_0 – огибающая ЛЧМ импульсного сигнала, являющаяся прямоугольной функцией длительности τ_u и амплитудой S_0 , i – номер антенного элемента, I – число элементов ЛЦАР, k – дискретное время, K – число дискретных отсчетов сигнала (дискретная длительность), k_i – коэффициент трансформации временной переменной в пространственную, Δt – шаг дискретизации времени, $b_i = \frac{\pi f_\delta}{\tau_u}$ – параметр частотной модуляции сигнала, пропорциональный девиации частоты f_δ , d – расстояние между элементами ЛЦАР. Частота дискретизации сигнала на несущей частоте должна быть не менее $\Delta f_0 = 6,1$ ГГц, что соответствует количеству временных отсчетов $K = 6100$.

При цифровом моделировании сигналов на несущей частоте непосредственное использование выражения (3.53) невозможно ввиду того, что коэффициент $k_t = \sin \theta / c$ зависит от угла прихода волны θ и является непрерывной величиной с диапазоном значений $-1 \leq k_t \leq 1$. Вследствие этого величины $k_t d(i-1)$, описывающие задержки сигналов на различных элементах антенны, также принимают значения из непрерывного множества, а использование формулы (3.53) потребовало бы применения интерполяционных процедур. Чтобы избежать этого в математической модели на одном из элементов антенны формируется реализация помехи или полезный сигнал с дальнейшей трансляцией спектров в другие элементы антенной решетки. В этом случае сначала формируется сигнал (3.53) для одного из элементов антенной решетки, например с номером $i=1$. Далее выполняется его преобразование Фурье, в результате которого образуется спектр:

$$\dot{S}_1(\omega_t) = F\{s_{k1}\},$$

где $F\{\cdot\}$ – оператор быстрого преобразования Фурье. Трансляция спектра сигнала в другие элементы антенной решетки выполняется по правилу:

$$\dot{S}_i(\omega_t) = \dot{S}_1(\omega_t) e^{-jk_t(i-1)} \quad (3.54)$$

Затем при помощи обратного преобразования Фурье $F^{-1}\{\cdot\}$ формируются сигналы на всех элементах решетки:

$$s_{ki} = F\left\{\dot{S}_i(\omega_t)\right\}.$$

Преимущество спектрального метода трансляции сигнала на все элементы антенны состоит в том, что таким образом можно реализовать континуальные задержки и тем самым обеспечить функционирование математической модели при любых углах прихода сигналов.

Формирование двумерного спектра пространственно-временного сигнала осуществляется путем применения двумерного преобразования Фурье на s_{ki} :

$$\dot{S}(\omega_t, \omega_x) = F^2\{s_{ki}\}.$$

Рассмотрим процесс формирования пространственно-временной помехи на несущей частоте на ЛЦАР. В отличие от сигнала помеха является случайным процессом. Сначала формируется на первом элементе ЛЦАР аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ) x_k пропущенный через фильтр нижних частот с частотной характеристикой, соответствующей частотной характеристике приемного устройства H_{npk} , полоса которого согласуется с полосой полезного сигнала, чтобы не исказить его, в результате чего выполняется преобразование Фурье и образуется спектр помехи:

$$\dot{X}_1(\omega_t) = F\{x_{k1}\} \cdot H_{npk}.$$

Трансляция спектра помехи в другие элементы антенной решетки выполняется аналогично (3.54):

$$\dot{X}_i(\omega_t) = \dot{X}_1(\omega_t) e^{-jk_t(i-1)}$$

Затем при помощи обратного преобразования Фурье $F^{-1}\{\cdot\}$ формируется помеха на всех элементах решетки:

$$x_{ki} = F\left\{\dot{X}_i(\omega_t)\right\}.$$

Формирование двумерного спектра пространственно-временной помехи осуществляется путем применения двумерного преобразования Фурье на x_{ki} :

$$\dot{X}(\omega_t, \omega_x) = F^2\{x_{ki}\}.$$

На рисунке 3.9а приведены двумерные спектры ЛЧМ сигнала и помехи, которые поступают на ЛЦАР с разных направлений θ , в том числе на рисунке 3.9б приведена спектральная диаграмма с линиями, соответствующими уравнению $\omega_x = -k_t \omega_t$ для сигнала при $\theta_c = 5^\circ$ и помехи при $\theta_n = 30^\circ$.

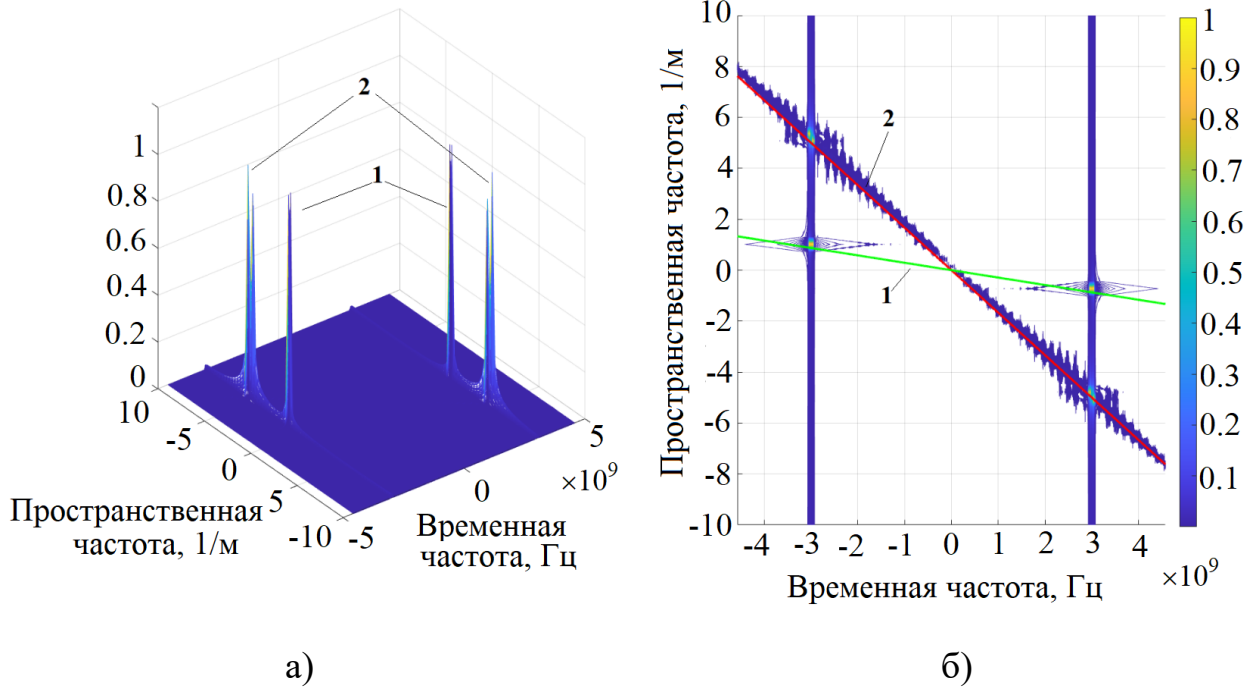


Рисунок 3.9 – а) пространственно-временные спектры ЛЧМ сигнала и помехи; б) спектральная диаграмма пространственно-временных спектров ЛЧМ сигнала и помехи; 1 – $\theta_c = 5^\circ$, 2 – $\theta_n = 30^\circ$

Пространственно-временной ЛЧМ сигнал промежуточной частоты (2.36) в дискретной форме представим в виде (начальная фаза $\varphi_0 = 0$):

$$s_{nckl} = S_0 \cos \left[\omega_{nc} (\Delta t (k-1) - k_t d (i-1)) + \omega_z k_t d (i-1) + b_t \left(\Delta t (k-1) - k_t d (i-1) - \frac{\tau_u}{2} \right)^2 \right], \quad (3.55)$$

где ω_{nc} – промежуточная частота, ω_z – частота гетеродина. Частота дискретизации сигнала на промежуточной частоте должна быть не менее $\Delta f_\delta = 200$ МГц, что соответствует количеству временных отсчетов $K = 400$.

По причине того, что величина k_t является непрерывной, формируем сигнал (3.55) для первого элемента антенной решетки и выполняем его преобразование Фурье, в результате которого образуется спектр:

$$\dot{S}_{nc1}(\omega_t) = F \{ s_{nck1} \},$$

Трансляция спектра сигнала в другие элементы антенной решетки выполняется по правилу:

$$\dot{S}_{nчi}(\omega_t) = \dot{S}_{nч1}(\omega_t) e^{-jk_t(i-1)} e^{-j\omega_c k_t(i-1)}. \quad (3.56)$$

Затем при помощи обратного преобразования Фурье $F^{-1}\{\cdot\}$ формируются сигналы на всех элементах решетки:

$$s_{nчki} = F \left\{ \dot{S}_{nчi}(\omega_t) \right\}.$$

Формирование двумерного спектра ПВС осуществляется путем применения двумерного преобразования Фурье на $s_{nчki}$:

$$\dot{S}_{nч}(\omega_t, \omega_x) = F^2 \{ s_{nчki} \}.$$

При моделировании ПВП промежуточной частоты процесс формирования помехи на первом элементе ЛЦАР аналогичен рассмотренному ранее. Трансляция спектра помехи в другие элементы антенной решетки выполняется аналогично (3.56):

$$\dot{X}_{nчi}(\omega_t) = \dot{X}_{nч1}(\omega_t) e^{-jk_t(i-1)} e^{-j\omega_c k_t(i-1)}.$$

Дальнейшая процедура преобразования аналогична рассмотренной выше.

На рисунке 3.10а приведены двумерные спектры сигнала и помехи промежуточной частоты, поступающие на ЛЦАР с разных направлений θ , полученные путем моделирования, в том числе на рисунке 3.10б приведена спектральная диаграмма с линиями, соответствующими уравнениям (2.48) для сигнала при $\theta_c = 5^\circ$ и помехи при $\theta_n = 30^\circ$.

Как было отмечено в главе 2 квадратурные компоненты (2.51) комплексной огибающей являются низкочастотными пространственно-временными сигналами и полностью характеризуют сигналы и высокой, и промежуточной частот.

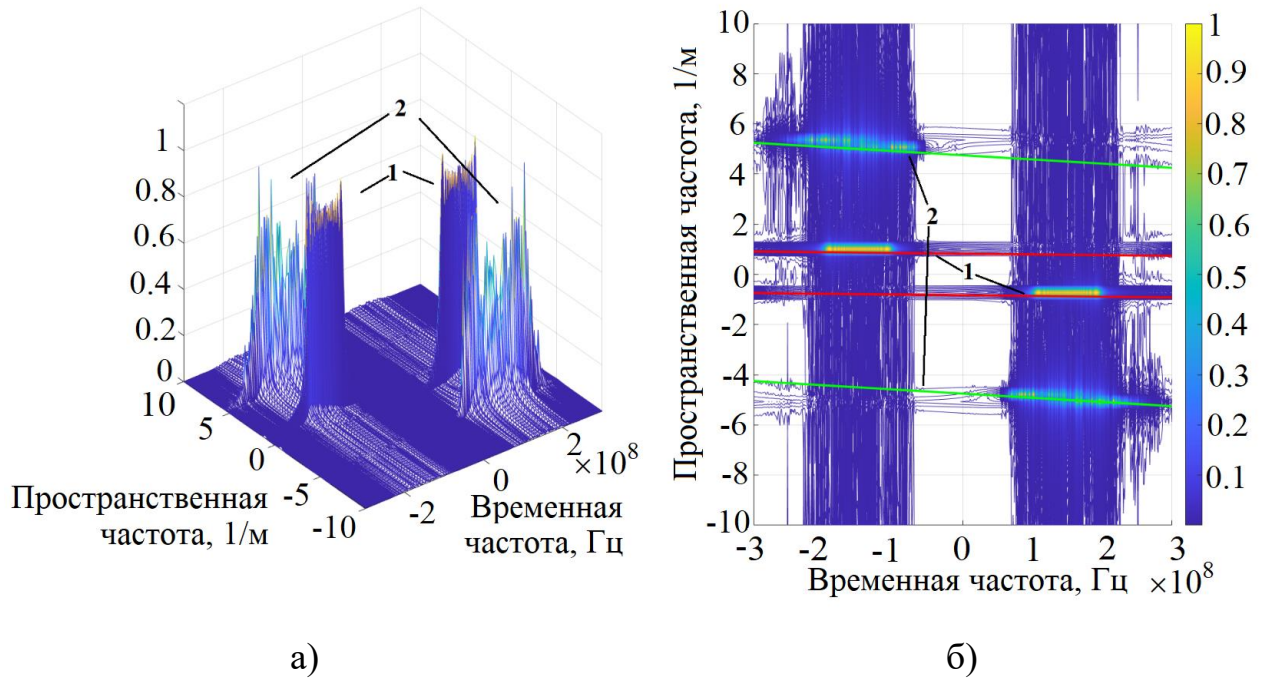


Рисунок 3.10 – а) пространственно-временные спектры ЛЧМ сигнала и помехи; б) спектральная диаграмма пространственно-временных спектров ЛЧМ сигнала и помехи; 1 – $\theta_c = 5^\circ$, 2 – $\theta_n = 30^\circ$

Рассмотрим процесс моделирования квадратурных компонент ЛЧМ сигнала на ЛЦАР, которые определяются выражениями:

$$\begin{aligned}
 A_{ki} &= S_0 \cos \left[b_i \left(\Delta t(k-1) - k_i d(i-1) - \frac{\tau_u}{2} \right)^2 - \omega_0 k_i d(i-1) \right], \\
 C_{ki} &= S_0 \sin \left[b_i \left(\Delta t(k-1) - k_i d(i-1) - \frac{\tau_u}{2} \right)^2 - \omega_0 k_i d(i-1) \right].
 \end{aligned} \tag{3.57}$$

По причине того, что величина k_i является непрерывной, формируем сигналы (3.57) для первого элемента антенной решетки и выполняем их преобразование Фурье, в результате которого образуются спектры:

$$\begin{aligned}
 \dot{G}_{A1}(\omega_t) &= F \{ A_{k1} \}, \\
 \dot{G}_{C1}(\omega_t) &= F \{ C_{k1} \}.
 \end{aligned}$$

Трансляцию спектров сигналов в другие элементы антенной решетки выполняем по правилу:

$$\begin{aligned}\dot{G}_{Ai}(\omega_t) &= \dot{G}_{A1}(\omega_t) e^{-jk_t(i-1)} e^{-j\omega_0 k_t(i-1)}, \\ \dot{G}_{Ci}(\omega_t) &= \dot{G}_{C1}(\omega_t) e^{-jk_t(i-1)} e^{-j\omega_0 k_t(i-1)}.\end{aligned}\quad (3.58)$$

Затем при помощи обратного преобразования Фурье $F^{-1}\{\cdot\}$ формируем сигналы на всех элементах решетки:

$$\begin{aligned}A_{ki} &= F \left\{ \dot{G}_{Ai}(\omega_t) \right\}, \\ C_{ki} &= F \left\{ \dot{G}_{Ci}(\omega_t) \right\}.\end{aligned}$$

Формирование двумерных спектров пространственно-временных квадратурных компонент осуществляется путем применения двумерного преобразования Фурье на A_{ki} и C_{ki} :

$$\begin{aligned}\dot{G}_A(\omega_t, \omega_x) &= F^2 \{ A_{ki} \}, \\ \dot{G}_C(\omega_t, \omega_x) &= F^2 \{ C_{ki} \}.\end{aligned}$$

Кроме того, двумерный спектр комплексной огибающей можно представить, с учетом (2.50), в виде:

$$\dot{G}(\omega_t, \omega_x) = \dot{G}_A(\omega_t, \omega_x) + \dot{G}_C(\omega_t, \omega_x).$$

На рисунке 3.11 в качестве примера показаны квадратурные компоненты сигналов A_{k1} (красная кривая) и C_{k1} (синяя кривая) на первом элементе ЛЦАР. Согласно (2.51) сигналы на других антенных элементах не являются полными копиями изображенных на этом рисунке сигналов из-за наличия фазовых сдвигов $\omega_0 k_t(i-1)$, которые формируются на высокой частоте.

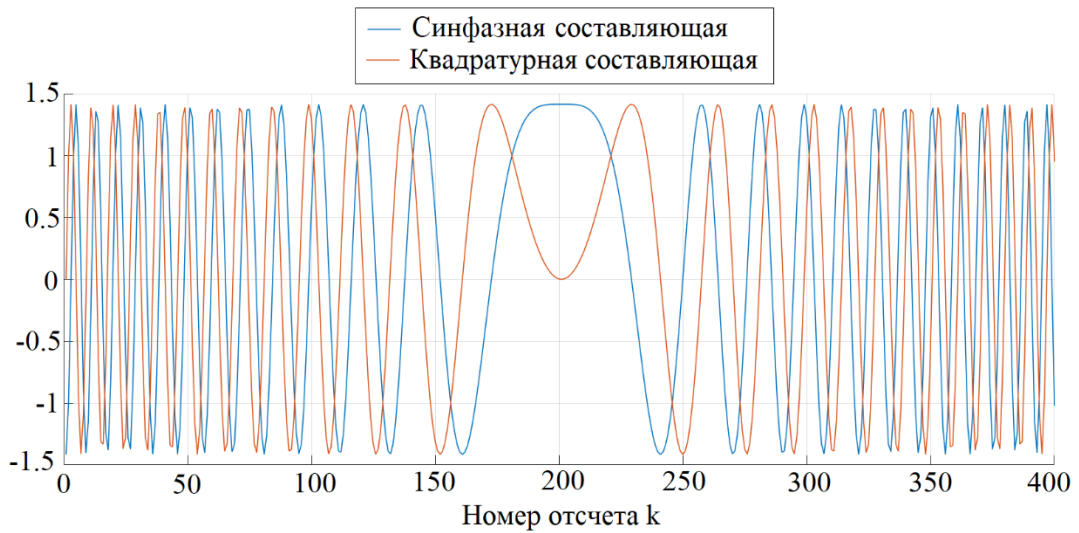


Рисунок 3.11 – Квадратурные компоненты сигнала на первом элементе ЛЦАР

Для моделирования пространственно-временной помехи «нулевой» частоты сначала формируются квадратурные компоненты на первом элементе ЛЦАР как АБГШ x_{Ak} и x_{Ck} , пропущенные через фильтр нижних частот с частотной характеристикой, соответствующей частотной характеристике приемного устройства H_{npk} , в результате чего выполняется преобразование Фурье и образуются спектры квадратурных составляющих помехи:

$$\dot{X}_{A1}(\omega_t) = F\{x_{Ak1}\} \cdot H_{npk},$$

$$\dot{X}_{C1}(\omega_t) = F\{x_{Ck1}\} \cdot H_{npk}.$$

Трансляция спектров помехи в другие элементы антенной решетки выполняется по правилу (3.58):

$$\dot{X}_{Ai}(\omega_t) = \dot{X}_{A1}(\omega_t) e^{-jk_i(i-1)} e^{-j\omega_0 k_i(i-1)},$$

$$\dot{X}_{Ci}(\omega_t) = \dot{X}_{C1}(\omega_t) e^{-jk_i(i-1)} e^{-j\omega_0 k_i(i-1)}.$$

Затем при помощи обратного преобразования Фурье $F^{-1}\{\cdot\}$ формируется помеха на всех элементах решетки:

$$x_{Aki} = F\left\{\dot{X}_{Ai}(\omega_t)\right\},$$

$$x_{Cki} = F\left\{\dot{X}_{Ci}(\omega_t)\right\}.$$

Формирование двумерных спектров пространственно-временных квадратурных компонент помехи осуществляется путем применения двумерного преобразования Фурье на x_{Aki} и x_{Cki} :

$$\dot{X}_A(\omega_t, \omega_x) = F^2 \{x_{Aki}\},$$

$$\dot{X}_C(\omega_t, \omega_x) = F^2 \{x_{Cki}\}.$$

Двумерный спектр комплексной огибающей помехи, как и полезного сигнала, можно представить с учетом (2.52) в виде:

$$\dot{X}(\omega_t, \omega_x) = \dot{X}_A(\omega_t, \omega_x) + \dot{X}_C(\omega_t, \omega_x).$$

На рисунке 3.12а приведены двумерные спектры сигналов и помех «нулевой» частоты, поступающие на ЛЦАР, с разных направлений θ , полученные путем моделирования, в том числе на рисунке 3.12б приведена спектральная диаграмма с линиями, соответствующими уравнению (2.55) для сигнала (1) при $\theta_c = 5^\circ$ и помехи (2) при $\theta_n = 30^\circ$.

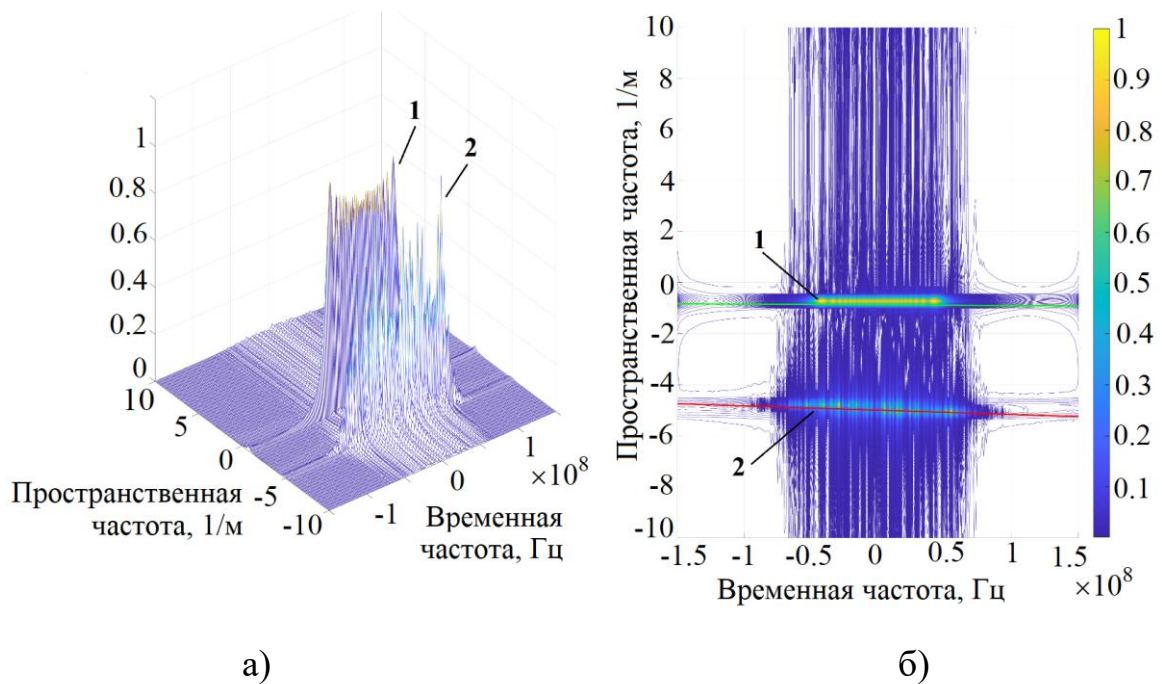


Рисунок 3.12 – а) пространственно-временные спектры ЛЧМ сигнала и помехи; б) спектральная диаграмма пространственно-временных спектров ЛЧМ сигнала и помехи; 1 – $\theta_c = 5^\circ$, 2 – $\theta_n = 30^\circ$

Как видно из рисунков 3.9, 3.10 и 3.12, большая часть спектров сигнала и помехи сосредоточена в области пространственной частоты, которая определяется углом прихода. Однако в спектре могут наблюдаться значительные «хвосты», что можно объяснить недостаточным частотным разрешением по пространственной частоте, которая, как было отмечено в §2.3.1, определяется параметрами антенной решетки.

Из спектральных диаграмм на рисунках 3.9, 3.10 и 3.12 видно, что ненулевые участки пространственно-временных спектров, полученных с помощью моделирования, соответствуют аналитическим выражениям, полученным во 2 главе.

Представленные ранее принципы для моделирования пространственно-временных сигналов высокой, промежуточной и «нулевой» частот, формируемых ЛЦАР преобразуются очевидным образом для ПЦАР, поскольку природа формирования сигнала на ПЦАР аналогична формированию пространственно-временного сигнала на ЛЦАР. Рассмотрим основные отличительные моменты, характеризующие наличием в трехмерном пространственно-временном сигнале на ПЦАР второй пространственной переменной. Считаем количество антенных элементов ПЦАР $I \times J = 70 \times 70$.

Пространственно-временной сигнал несущей частоты в общем виде (2.68) представим в дискретной форме:

$$\begin{aligned}
 u_{kij} = & U \left(\Delta t(k-1) - k_y d(i-1) - k_z d(j-1) \right) \times \\
 & \times \cos \left[\omega_0 \left(\Delta t(k-1) - k_y d(i-1) - k_z d(j-1) \right) + \right. \\
 & \left. + \psi \left(\Delta t(k-1) - k_y d(i-1) - k_z d(j-1) \right) \right]
 \end{aligned} \tag{3.59}$$

где i – номер антенного элемента в строке плоской антенной решетки, j – номер антенного элемента в столбце плоской антенной решетки, I и J ($I = J$) – число элементов по строкам и столбцам ПЦАР соответственно, k – дискретное время, K – число дискретных отсчетов сигнала (дискретная длительность), k_y и k_z – коэффициент трансформации временной переменной в пространственные, Δt – шаг дискретизации времени, d – расстояние между элементами ПЦАР, принятое одинаковым для строк и столбцов.

Пространственно-временной сигнал промежуточной частоты в общем виде (2.75) в дискретной форме:

$$\begin{aligned}
 u_{nkij} = & U \left(\Delta t(k-1) - k_y d(i-1) - k_z d(j-1) \right) \times \\
 & \times \cos \left[\omega_{nc} \left(\Delta t(k-1) - k_y d(i-1) - k_z d(j-1) \right) + \omega_e k_y d(i-1) + \right. \\
 & \left. + \omega_e k_z d(j-1) + \psi \left(\Delta t(k-1) - k_y d(i-1) - k_z d(j-1) \right) \right].
 \end{aligned} \quad (3.60)$$

Пространственно-временные квадратурные компоненты комплексной огибающей в общем виде (2.88) в дискретной форме:

$$\begin{aligned}
 A_{kij} = & U \left(\Delta t(k-1) - k_y d(i-1) - k_z d(j-1) \right) \times \\
 & \times \cos \left[\psi \left(\Delta t(k-1) - k_y d(i-1) - k_z d(j-1) \right) - \omega_0 k_y d(i-1) - \omega_0 k_z d(j-1) \right], \\
 C_{kij} = & U \left(\Delta t(k-1) - k_y d(i-1) - k_z d(j-1) \right) \times \\
 & \times \sin \left[\psi \left(\Delta t(k-1) - k_y d(i-1) - k_z d(j-1) \right) - \omega_0 k_y d(i-1) - \omega_0 k_z d(j-1) \right].
 \end{aligned} \quad (3.61)$$

Коэффициенты трансформации k_y и k_z в (3.59), (3.60) и (3.61) являются непрерывными величинами с диапазоном значений $-1 \leq k_y \leq 1$, $-1 \leq k_z \leq 1$ и зависят от углов прихода колебания, т.е. азимута α и угла места β . Вследствие этого величины $k_y d(i-1)$ и $k_z d(j-1)$, описывающие задержки сигналов на различных элементах антенны, также принимают значения из непрерывного множества, а использование формул (3.59), (3.60) и (3.61) потребовало бы применения интерполяционных процедур. Чтобы избежать этого в математической модели на одном из элементов антенны формируется реализация помехи или полезный сигнал с дальнейшей трансляцией спектров на другие элементы антенной решетки. В этом случае, как и при формировании пространственно-временного сигнала и помехи на ЛЦАР, сначала формируются сигналы для одного из элементов антенной решетки, например с номером $i=1$ и $j=1$, согласно (3.59), (3.60) и (3.61) для полезного сигнала, либо АБГШ, пропущенные через фильтр нижних частот с частотной характеристикой, соответствующей частотной характеристике приемного устройства, и далее выполняется преобразование Фурье, в результате которого образуются спектры сигналов или помех несущей, промежуточной и «нулевой» частот, соответственно:

$$\dot{U}_{1,1}(\omega_t) = F\{u_{k1,1}\},$$

$$\dot{U}_{nч1,1}(\omega_t) = F\{u_{nчk1,1}\},$$

$$\dot{G}_{A1,1}(\omega_t) = F\{A_{k1,1}\} \text{ и } \dot{G}_{C1,1}(\omega_t) = F\{C_{k1,1}\}.$$

Трансляция спектров сигналов или помех несущей, промежуточной и «нулевой» частот на другие элементы плоской антенной решетки выполняется по правилам, соответственно:

$$\dot{U}_{ij}(\omega_t) = \dot{U}_{1,1}(\omega_t) e^{-jk_y(i-1)} e^{-jk_z(j-1)},$$

$$\dot{U}_{nчij}(\omega_t) = \dot{S}_{nч1,1}(\omega_t) e^{-jk_y(i-1)} e^{-j\omega_0 k_y(i-1)} e^{-jk_z(j-1)} e^{-j\omega_0 k_z(j-1)},$$

$$\dot{G}_{Aij}(\omega_t) = \dot{G}_{A1,1}(\omega_t) e^{-jk_y(i-1)} e^{-j\omega_0 k_y(i-1)} e^{-jk_z(j-1)} e^{-j\omega_0 k_z(j-1)},$$

$$\dot{G}_{Cij}(\omega_t) = \dot{G}_{C1,1}(\omega_t) e^{-jk_y(i-1)} e^{-j\omega_0 k_y(i-1)} e^{-jk_z(j-1)} e^{-j\omega_0 k_z(j-1)}.$$

Затем при помощи обратного преобразования Фурье $F^{-1}\{\cdot\}$ можно сформировать сигналы или помехи несущей, промежуточной и «нулевой» частот на всех элементах решетки, соответственно:

$$u_{kij} = F\left\{\dot{U}_{ij}(\omega_t)\right\}, \quad (3.62)$$

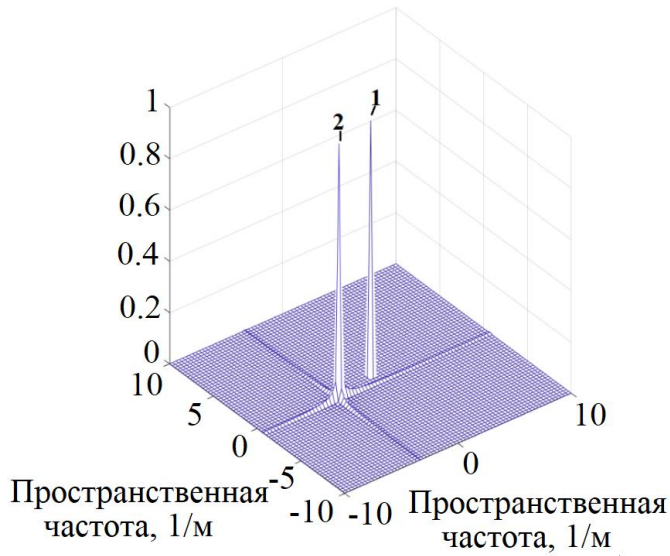
$$u_{nчkij} = F\left\{\dot{U}_{nчij}(\omega_t)\right\}, \quad (3.63)$$

$$A_{kij} = F\left\{\dot{G}_{Aij}(\omega_t)\right\} \text{ и } C_{kij} = F\left\{\dot{G}_{Cij}(\omega_t)\right\}. \quad (3.64)$$

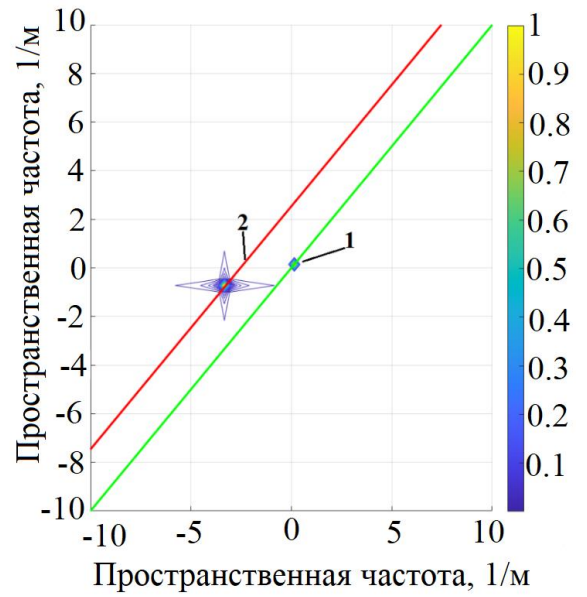
Формирование трехмерного спектра пространственно-временного сигнала осуществляется путем применения трехмерного преобразования Фурье на (3.62), (3.63) и (3.64).

Далее представлены результаты моделирования пространственно-временных ЛЧМ сигнала и помехи. Поскольку невозможно явно изобразить их спектры, представим возможные сечения трехмерного амплитудного спектра сигнала, сформированного на плоской антенной решетке

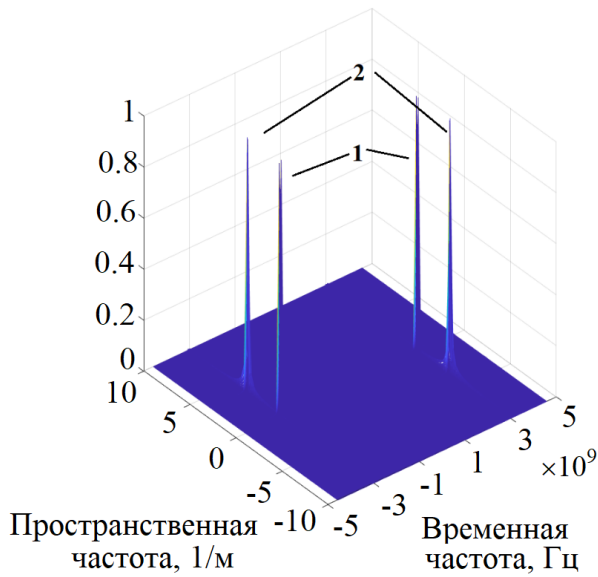
На рисунках 3.13а, 3.13в, 3.13д показаны различные сечения амплитудно-пространственно-временных спектров сигнала и помехи несущей частоты полученные путем моделирования, поступающих на ПЦАР с разных направлений: направление прихода сигнала $\alpha_c = 0^\circ, \beta_c = 0^\circ$; направление прихода помехи $\alpha_n = 20^\circ, \beta_n = 5^\circ$, а на рисунках 3.13б, 3.13г и 3.13е приведены их спектральные диаграммы. Ненулевые участки на рисунках 3.13б, 3.13г и 3.13е соответствуют прямым линиям (2.72).



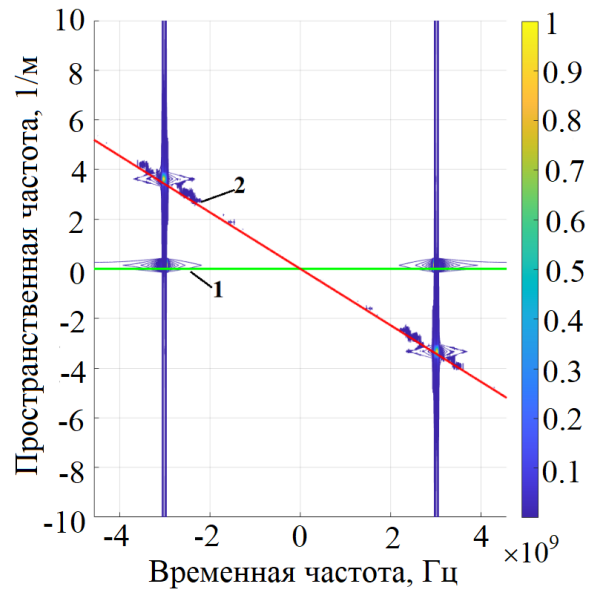
а)



б)



в)



г)

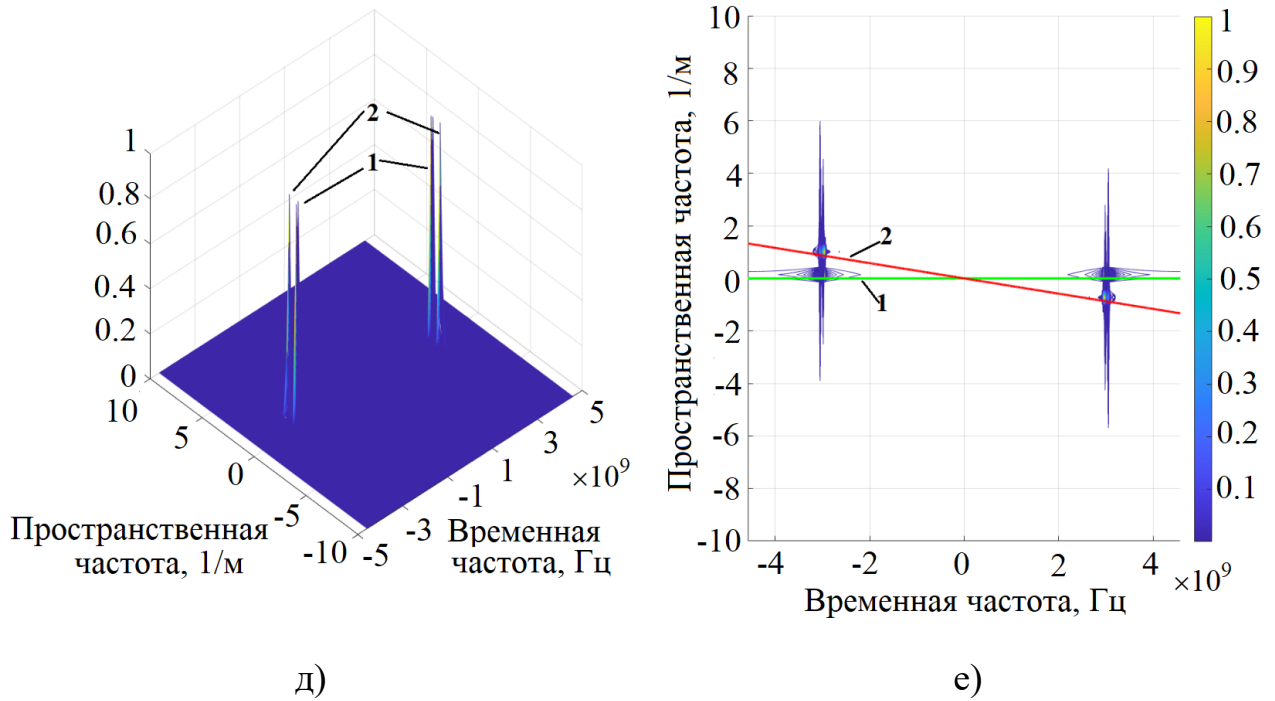
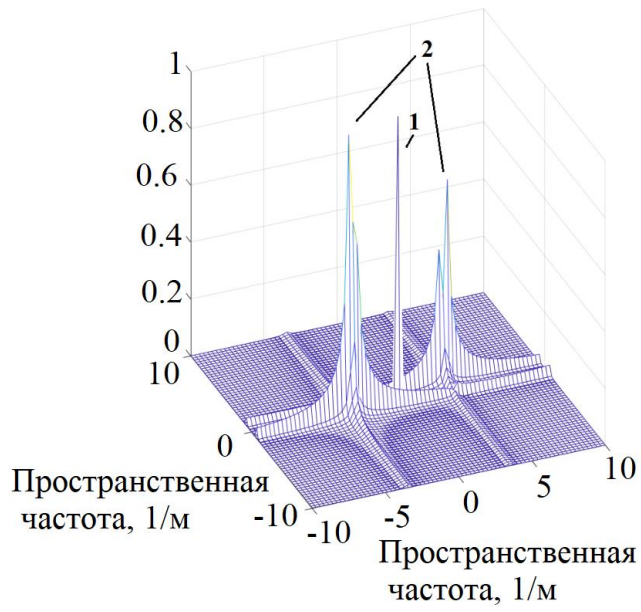


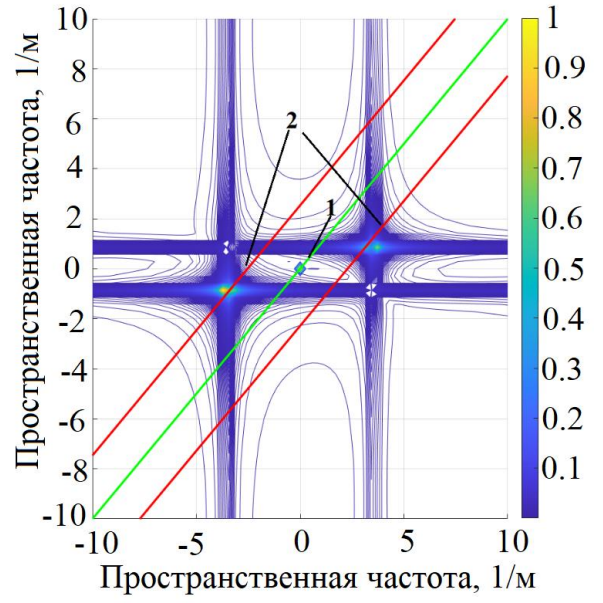
Рисунок 3.13 – а) пространственно-временной спектр сигнала 1 и помехи 2 в плоскости $\omega_y \omega_z$ при $\omega_t = 3 \Gamma \Gamma \text{Ц}$; б) спектральная диаграмма пространственно-временных сигнала 1 и помехи 2 в плоскости $\omega_y \omega_z$ при $\omega_t = 3 \Gamma \Gamma \text{ц}$; в) пространственно-временной спектр сигнала 1 и помехи 2 в плоскости $\omega_y \omega_t$ при $\omega_z = 0 \text{ 1/м}$; г) спектральная диаграмма пространственно-временных сигнала 1 и помехи 2 в плоскости $\omega_y \omega_t$ при $\omega_z = 0 \text{ 1/м}$; д) пространственно-временной спектр сигнала 1 и помехи 2 в плоскости $\omega_z \omega_t$ при $\omega_y = 0 \text{ 1/м}$; е) спектральная диаграмма пространственно-временных сигналов в плоскости $\omega_z \omega_t$ при $\omega_y = 0 \text{ 1/м}$;

$$1 - \alpha_c = 0^\circ, \beta_c = 0^\circ; 2 - \alpha_n = 20^\circ, \beta_n = 5^\circ$$

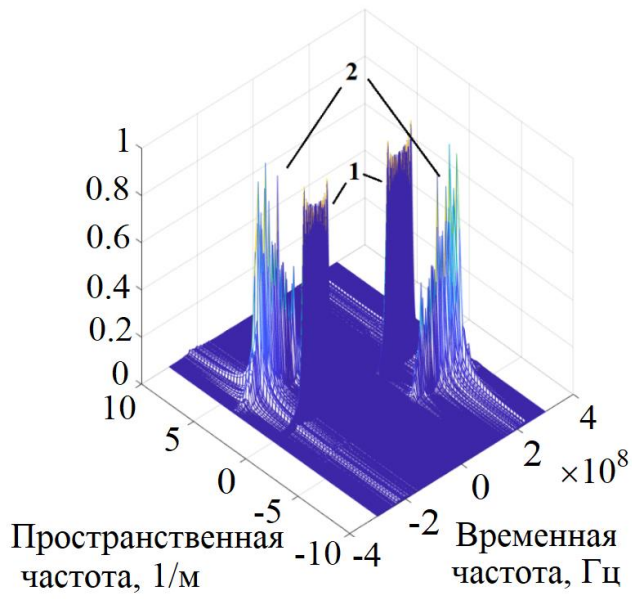
На рисунках 3.14а, 3.14в и 3.14д показаны различные сечения амплитудно-пространственно-временных спектров сигнала и помехи промежуточной частоты, полученные путем моделирования, поступающих на ПЦАР с разных направлений: направление прихода сигнала $\alpha_c = 0^\circ, \beta_c = 0^\circ$; направление прихода помехи $\alpha_n = 20^\circ, \beta_n = 5^\circ$, а на рисунках 3.14б, 3.14г и 3.14е приведены их спектральные диаграммы. Ненулевые участки на рисунках 3.14б, 3.14г и 3.14е соответствуют прямым линиям (2.86).



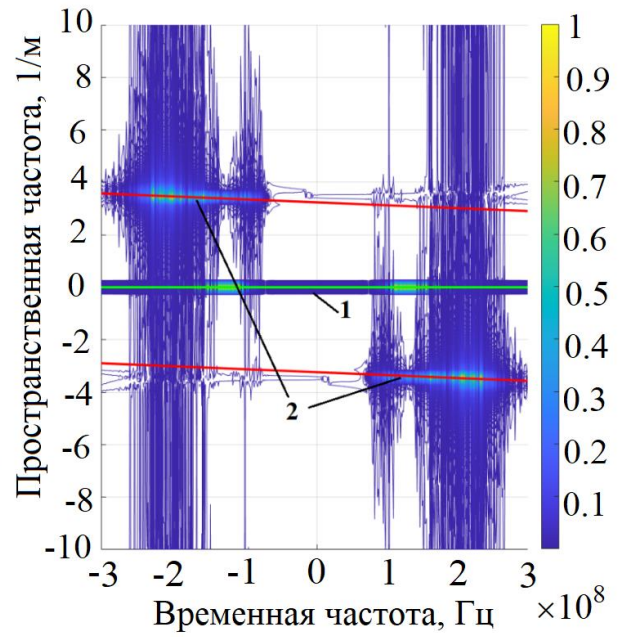
а)



б)



в)



г)

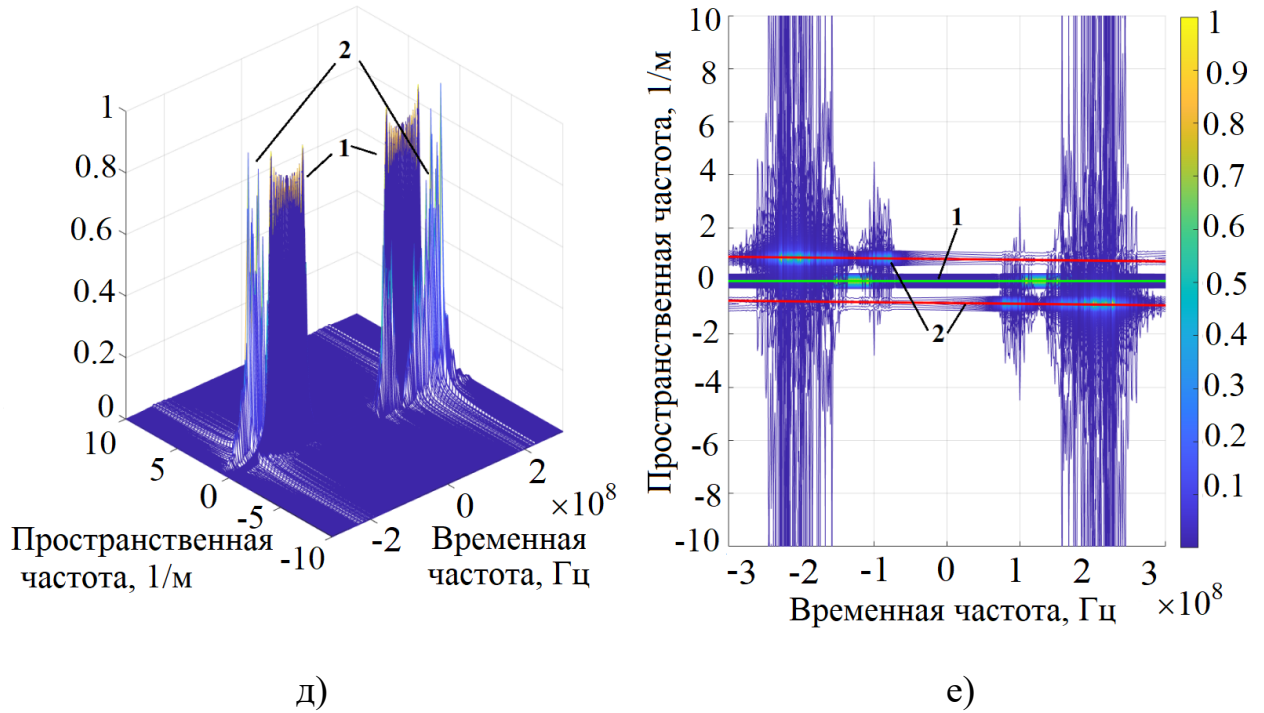
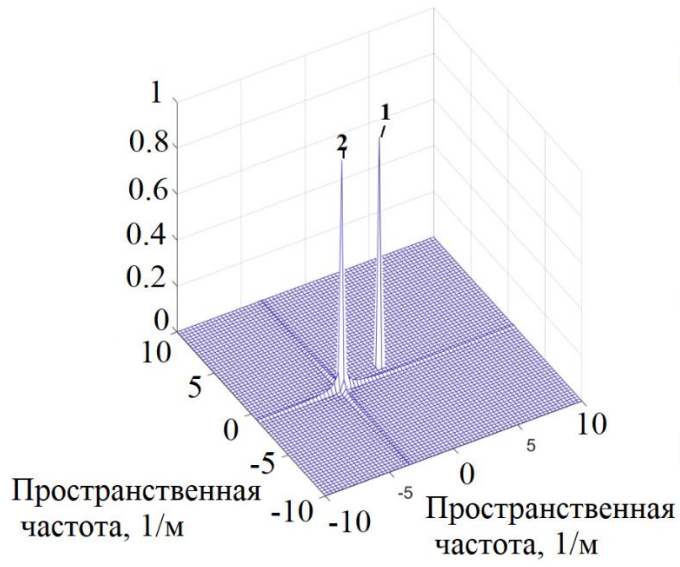


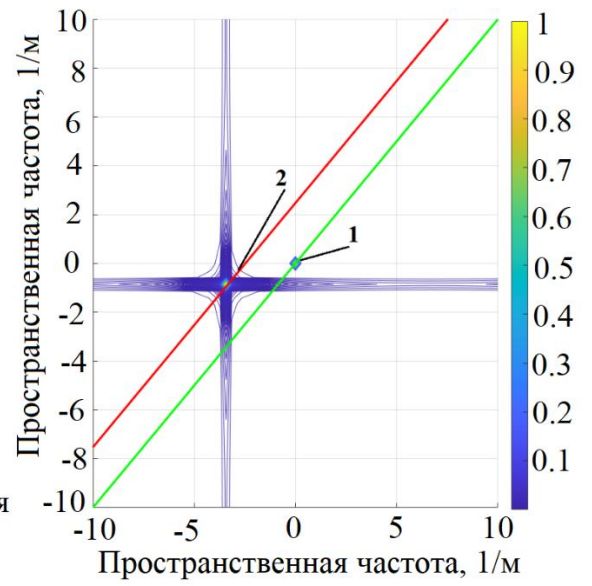
Рисунок 3.14 – а) пространственно-временной спектр сигнала 1 и помехи 2 в плоскости $\omega_y\omega_z$ при $\omega_t = \omega_z$; б) спектральная диаграмма пространственно-временных сигнала 1 и помехи 2 в плоскости $\omega_y\omega_z$ при $\omega_t = \omega_z$; в) пространственно-временной спектр сигнала 1 и помехи 2 в плоскости $\omega_y\omega_t$ при $\omega_z = 0$ 1/м; г) спектральная диаграмма пространственно-временных сигнала 1 и помехи 2 в плоскости $\omega_y\omega_t$ при $\omega_z = 0$ 1/м; д) пространственно-временной спектр сигнала 1 и помехи 2 в плоскости $\omega_z\omega_t$ при $\omega_y = 0$ 1/м; е) спектральная диаграмма пространственно-временных сигналов в плоскости $\omega_z\omega_t$ при $\omega_y = 0$ 1/м;

$$1 - \alpha_c = 0^\circ, \beta_c = 0^\circ; 2 - \alpha_n = 20^\circ, \beta_n = 5^\circ$$

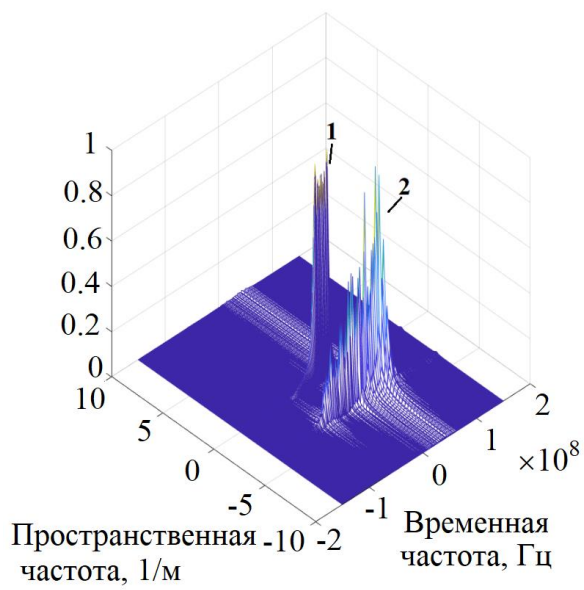
На рисунках 3.15а, 3.15в и 3.15д показаны различные сечения амплитудно-пространственно-временных спектров сигнала и помехи «нулевой» частоты, полученные путем моделирования, поступающих на антенную решетку с разных направлений: направление прихода сигнала $\alpha_c = 0^\circ, \beta_c = 0^\circ$; направление прихода помехи $\alpha_n = 20^\circ, \beta_n = 5^\circ$, а на рисунках 3.15б, 3.15г и 3.15е приведены их спектральные диаграммы. Ненулевые участки на рисунках 3.15б, 3.15г и 3.15е соответствуют прямым линиям (2.91).



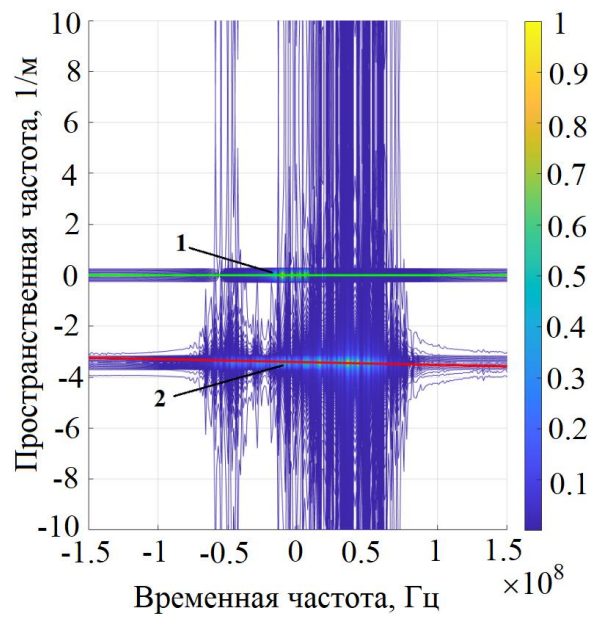
а)



б)



в)



г)

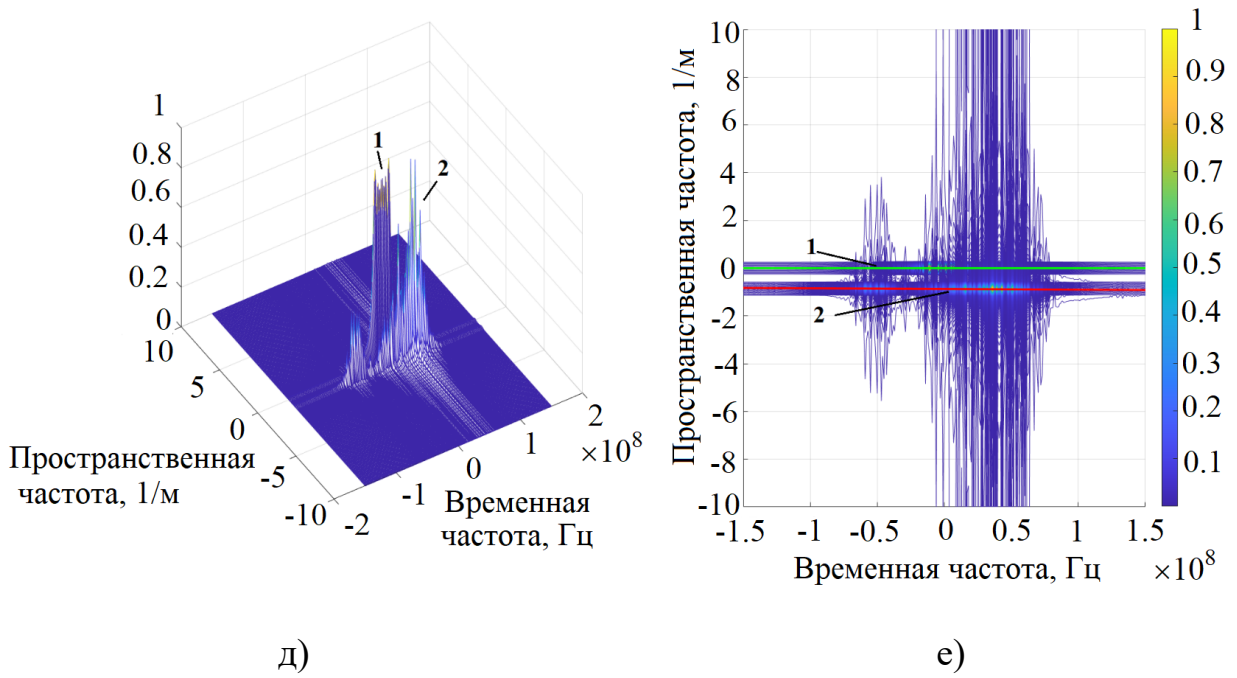


Рисунок 3.15 – а) пространственно-временной спектр сигнала 1 и помехи 2 в плоскости $\omega_y\omega_z$ при $\omega_t = 0\text{ГГц}$; б) спектральная диаграмма пространственно-временных сигнала 1 и помехи 2 в плоскости $\omega_y\omega_z$ при $\omega_t = 0\text{ГГц}$; в) пространственно-временной спектр сигнала 1 и помехи 2 в плоскости $\omega_y\omega_t$ при $\omega_z = 0\text{ 1/м}$; г) спектральная диаграмма пространственно-временных сигнала 1 и помехи 2 в плоскости $\omega_y\omega_t$ при $\omega_z = 0\text{ 1/м}$; д) пространственно-временной спектр сигнала 1 и помехи 2 в плоскости $\omega_z\omega_t$ при $\omega_y = 0\text{ 1/м}$; е) спектральная диаграмма пространственно-временных сигналов в плоскости $\omega_z\omega_t$ при $\omega_y = 0\text{ 1/м}$;

$$1 - \alpha_c = 0^\circ, \beta_c = 0^\circ; 2 - \alpha_n = 20^\circ, \beta_n = 5^\circ$$

Как видно из спектральных диаграмм на рисунках 3.13-3.15, ненулевые участки пространственно-временных спектров, полученных с помощью моделирования, соответствуют аналитическим выражениям, полученным во 2 главе.

Тепловые шумы на всех элементах ЛЦАР и ПЦАР являются не зависимыми, как было показано в главе 2, поскольку возникают в независимых канальных приемо-передающих модулях. При моделировании на каждом элементе ЛЦАР и ПЦАР формируется АБГШ ξ_k , образуя двумерный ξ_{ki} или трехмерный ξ_{kij}

пространственно-временные внутренние шумы, соответственно. В устройство обработки поступает двумерный спектр $\dot{\Xi}_{ki}$ или трехмерный спектр $\dot{\Xi}_{kij}$, полученный применением дву- или трехмерного преобразования Фурье на ξ_{ki} и ξ_{kij} , соответственно. Мощность тепловых шумов на элементах ЛЦАР и ПЦАР задается требуемым ОСШ. На рисунке 3.16 приведен спектр пространственно-временного внутреннего шума приемных устройств на ЛЦАР полученная путем моделирования.

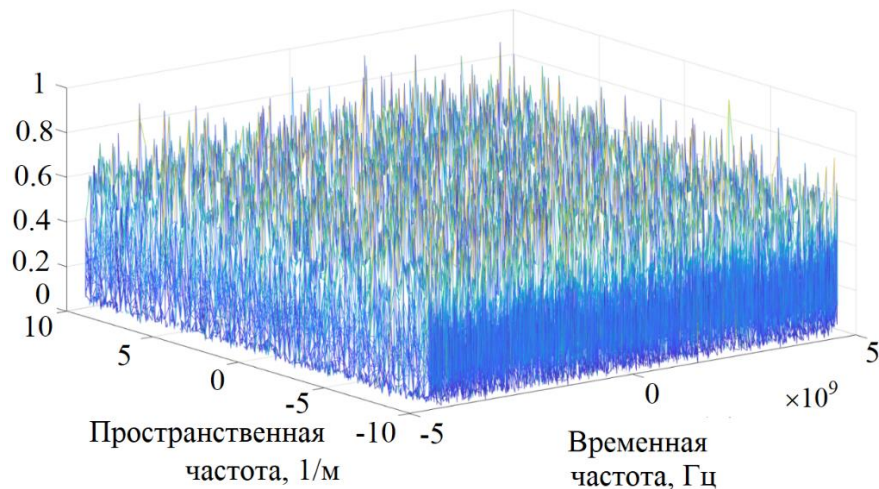


Рисунок 3.16 – Спектр пространственно-временного внутреннего шума приемных устройств на ЛЦАР

Следует отметить, что отсчеты спектров полезного сигнала, помехи, шумов и их аддитивной смеси приведенные в данном параграфе являются дискретными величинами. На ЛЦАР дискретный спектр пространственно-временного процесса в общем виде представляется как \dot{U}_{nm} , где $n = \overline{1, K}$ и $m = \overline{1, I}$ – дискретные отсчеты частот ω_t и ω_x соответственно, K и I – количество временных и пространственных спектральных отсчетов. На ПЦАР дискретный спектр пространственно-временного процесса в общем виде представляется как \dot{U}_{nml} , где $n = \overline{1, K}$, $m = \overline{1, I}$ и $l = \overline{1, J}$ – дискретные отсчеты частот ω_t , ω_y и ω_z соответственно, K , I , J – количество временных и пространственных по двум координатам

спектральных отсчетов. Именно такого вида процессы поступают на устройство обработки согласно §3.4 и §3.5.

Частотное разрешение по пространственной частоте δ_{f_x} зависит от несущей частоты временного колебания и количества пространственно-распределенных элементов в ЛЦАР:

$$\delta_{f_x} = \frac{\Delta f_{\partial n}}{n_{no}} = \frac{1}{d(I-1)} = \frac{2}{\lambda(I-1)} [\text{м}^{-1}],$$

где $\Delta f_{\partial n} = 1/d$ – пространственная частота дискретизации, n_{no} – количество пространственных отсчетов, т.е. число элементов АР.

Частотное разрешение по временной частоте δ_{f_t} определяется аналогично и зависит от длительности сигнала:

$$\delta_{f_t} = \frac{\Delta f_{\partial}}{n_{eo}} = \frac{\Delta f_{\partial}}{\Delta f_{\partial} \tau_u} = \frac{1}{\tau_u} [\text{Гц}],$$

где Δf_{∂} – частота дискретизации, определяемая по теореме Котельникова, n_{eo} – количество временных отсчетов.

Блок пространственно-временной обработки реализует алгоритмы (3.30), (3.39), (3.44) и (3.52) согласно структурным схемам на рисунках 3.1-3.8 по выбору следующих параметров:

- тип ЦАР: ЛЦАР, ПЦАР;
- частота пространственно-временного процесса: сигнал «нулевой частоты»;
- тип полезного сигнала: полностью известный полезный сигнал, сигнал со случайной начальной фазой;
- величина ОПШ и ОСШ;
- направления прихода сигналов и помех;
- количество источников активной помехи.

При обработке происходит ее адаптация по помехе и тепловым шумам, т.е. выполняется оценка СПМ аддитивной смеси помехи и внутренних шумов. В математической модели формируется реализация суммы пространственно-

временных помехи и шумов в виде комплексного спектра или комплексного спектра их комплексной огибающей и вычисляется квадрат модуля. Для получения состоятельной оценки данная процедура повторяется некоторое число раз, чем создается множество выборочных оценок. Локальные результаты усредняются, что и обеспечивает получение состоятельной оценки. Увеличение объема выборки способствует получению более точной оценки спектров помехи и шумов.

Моделирование на несущей частоте является очень тяжелой в вычислительном плане задачей. В главе 2 было отмечено, что низкочастотные пространственно-временные колебания полностью характеризуют сигналы и высокой, и промежуточной частот. При моделировании процессов на «нулевой» частоте не только достигается ускорение вычислений, но и сама возможность моделирования становится реализуемой, поэтому исследование алгоритмов проводилось для сигналов «нулевой» частот. Выбор частоты дискретизации при моделировании прямо влияет на ресурс создаваемой модели: чем выше частота дискретизации, тем больше затраты машинного времени на получение результата. В таблице 3.1 приведена оценка времени, затрачиваемого на формирование пространственно-временных процессов на ЛЦАР и ПЦАР и на алгоритмы пространственно-временной обработки. Оценки получены на компьютере с частотой процессора 2.9ГГц.

Таблица 3.1 – Оценка временных ресурсов моделирующей программы

	ПВС на несущей частоте	ПВС на промежуточной частоте	ПВС на «нулевой» частоте
Формирование ПВС на ЛЦАР	0.072с	0.033с	0.022с
Формирование ПВС на ПЦАР	2.44с	0.146с	0.08с
Алгоритм обработки полностью известного сигнала для ЛЦАР	0.021с	0.016с	0.0014с
Алгоритм обработки сигнала со случайной начальной фазой для ЛЦАР	0.025с	0.016с	0.0015с
Алгоритм обработки полностью известного сигнала для ПЦАР	0.41с	0.041с	0.0072с
Алгоритм обработки сигнала со случайной начальной фазой для ПЦАР	0.425с	0.044с	0.0074с

Высокие требования возникают и к необходимым ресурсам памяти, поскольку в процессе моделирования осуществляется генерирование полезных сигналов и помех, хранение которых и оперативное использование предъявляет достаточно жесткие требования к объемам запоминающих устройств и возможностям их оперативного использования, что объясняет моделирование на уровне огибающих сигналов.

3.6.2 Результаты исследования пространственно-временной обработки для линейной цифровой антенной решетки

Исследование алгоритмов пространственно-временной обработки на основе ММП в спектральной области для случаев приема полностью известного сигнала согласно (3.30) (далее называемый А-СП1) и приема сигнала со случайной начальной фазой (далее называемый А-СП2) согласно (3.39) проводилось путем статистического моделирования [70-72].

Как было отмечено ранее, эквивалентом качества обнаружения является высокое ОСПШ, которое достигается в результате обработки. Оценка качества обработки алгоритмов заключается в определении коэффициента улучшения ОПШП K :

$$K = \frac{q_{\text{ОСПШ}_{\text{вых}}}}{q_{\text{ОСПШ}_{\text{вх}}}} \text{ [дБ]}, \quad (3.65)$$

где $q_{\text{ОСПШ}_{\text{вых}}}$ – ОСПШ после обработки определяется согласно (3.34) и (3.40), $q_{\text{ОСПШ}_{\text{вх}}}$ – ОСПШ на входе обработки. В рассмотренных примерах ОСПШ на входе обработки задается равным 0 дБ.

Задача обработки заключается в подавлении сигналов от источников активных помех, тогда выражение (3.65) при подавлении помех должно стремиться к величине:

$$\lim_{P_n \rightarrow 0} K = \frac{q_{\text{ОСПШ}_{\text{вых}}}}{q_{\text{ОСПШ}_{\text{вх}}}},$$

где P_n – мощность помехи.

Для сравнения эффективности разработанных алгоритмов пространственно-временной обработки на основе ММП в спектральной области были определены значения величины улучшения ОСПШ K для алгоритма пространственно-временной обработки на основе ММП в областях временной и пространственной переменных (далее А-ПВ) согласно (3.10) и для пространственно-временной согласованной фильтрации (далее А-СФ) согласно (3.25).

Моделирование проводилось для ЛЦАР с количеством антенных элементов $I = 70$. В качестве полезного сигнала используется ЛЧМ-импульс, имеющий следующие параметры: несущая частота $f_0 = 3$ ГГц, девиация частоты $f_d = 100$ МГц, длительность $\tau_u = 1$ мкс. Источник АП единственный, мощность помехи задается величиной ОПШ. Моделирование проводится для сигналов «нулевой» частоты. Эффективность подавления АП определялась в ходе статистического эксперимента, состоящего из 10^4 испытаний.

На рисунке 3.17 приведена зависимость улучшения ОСПШ от угла прихода одиночной помехи для ОПШ 0 дБ для разных алгоритмов: (1) – А-СП1, (2) – А-ПВ, (3) – А-СФ. Угол прихода полезного сигнала $\theta_c = 0^\circ$. Из рисунка 3.17 видно, что наилучшее подавление АП происходит при применении обработки в областях временной и пространственных переменных, для чего проводилась оценка и обращение корреляционной матрицы смеси помехи и шумов. Для обработки А-СП1 при совпадении угла прихода сигнала и помехи $\theta_c = \theta_n = 0^\circ$ улучшение составляет 95,1 дБ, с дальнейшим ростом до 115,8 дБ при $\theta_n > 5^\circ$. Алгоритм А-СФ показывает более низкие значения и медленный рост при увеличении разницы между углами прихода помехи и полезного сигнала.

При изменении угла прихода полезного сигнала провал в зависимости улучшения ОСПШ будет при совпадении угла прихода сигнала и помехи $\theta_c = \theta_n$ (рисунок 3.18, на примере алгоритма А-СП1).

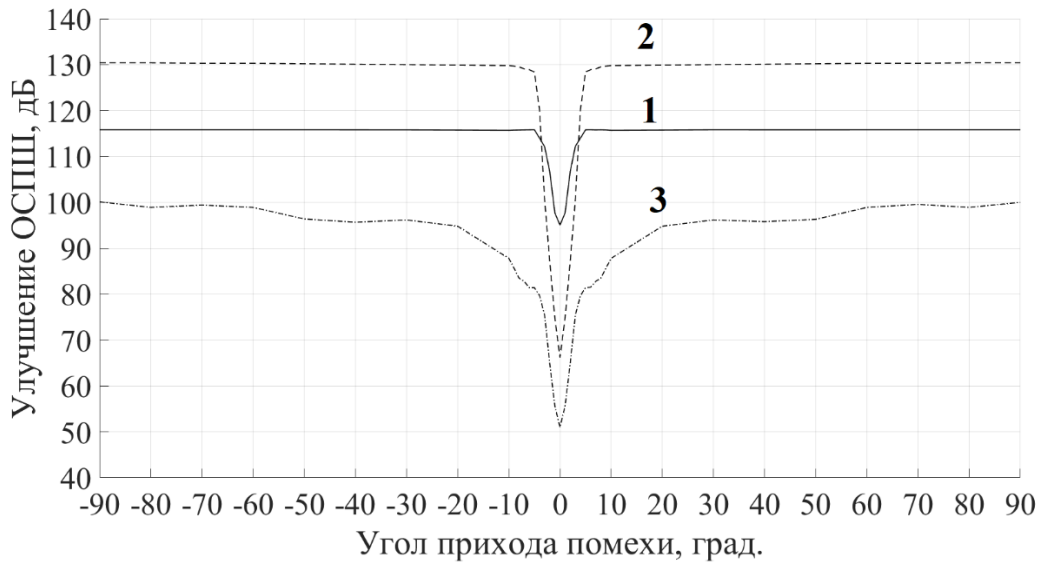


Рисунок 3.17 – Улучшение ОСПШ по углу прихода одиночной АП:

1 – А-СП, 2 – А-ПВ, 3 – А-СФ

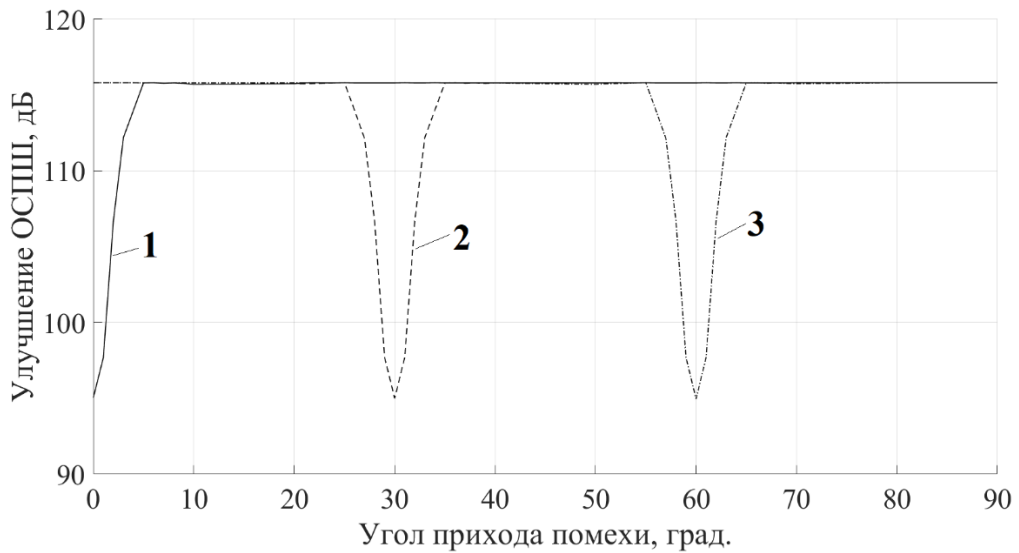


Рисунок 3.18 – Улучшение ОСПШ по углу одиночной помехи для алгоритма А-

СП1: 1 – $\theta_c = 0^\circ$, 2 – $\theta_c = 30^\circ$, 3 – $\theta_c = 60^\circ$

На рисунке 3.19 приведена зависимость улучшения ОСПШ для алгоритмов А-СП1 (обозначено непрерывной линией) и А-СП2 (обозначено пунктирной линией) от угла прихода одиночной помехи для разных значений ОПШ. Угол прихода полезного сигнала $\theta_c = 0^\circ$. Улучшение по ОСПШ для А-СП2 на 12 дБ ниже, чем результаты для А-СП1.

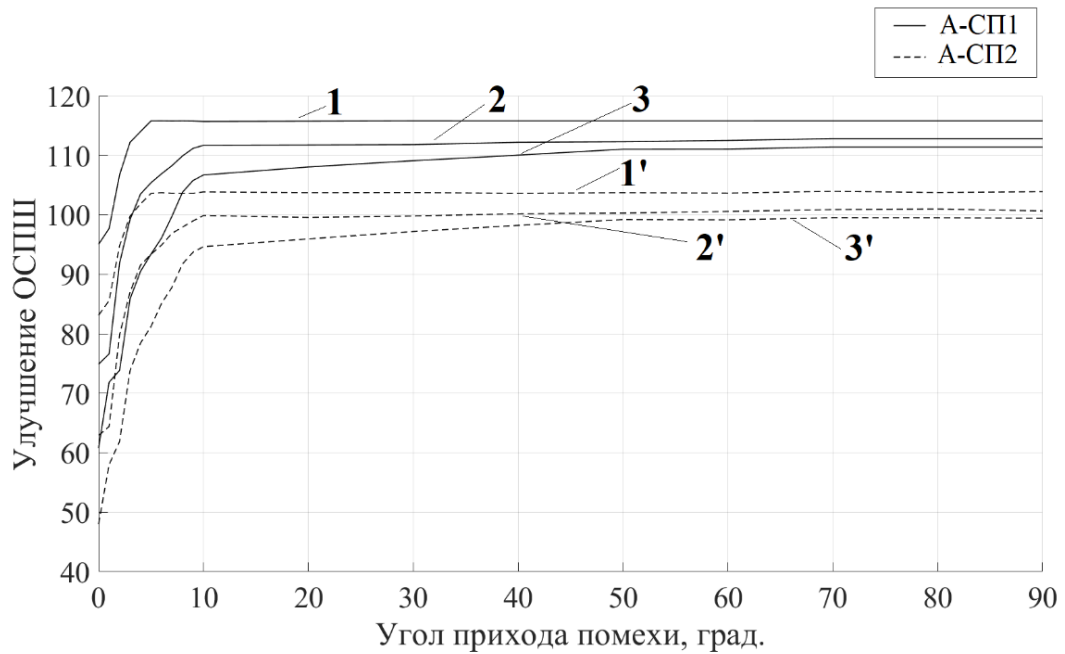


Рисунок 3.19 – Улучшение ОСПШ по углу одиночной помехи для алгоритмов А-СП1 и А-СП2: 1 и 1' – ОПШ=0 дБ, 2 и 2' – ОПШ=20 дБ, 3 и 3' – ОПШ=30 дБ

Улучшение ОСШ при обработке, т.е. при отсутствии АП, составляет 116.4 дБ. Из рисунка 3.19 видно, что по мере удаления помехи от направления прихода полезного сигнала улучшение ОСПШ стремится к значению улучшения ОСШ при обработке.

Как видно рисунка из 3.19, ОПШ существенно влияет на глубину подавления АП. В главе 1 было отмечено, что адаптивные алгоритмы плохо применимы для подавления АП, приходящих с направления близкого с направлением прихода полезного сигнала. В таблице 3.2 приведено улучшение ОСПШ при разных ОПШ в заданных точках разности угла прихода сигнала и помехи $\Delta\theta = \theta_n - \theta_c$ для алгоритмов А-СП1 и А-СП2.

Таблица 3.2 – Влияние мощности помехи на результат обработки на ЛЦАР

Алгоритм	ОПШ, дБ	$\Delta\theta$				
		0°	1°	2°	3°	4°
А-СП1	10	83.97	85.07	102.39	103.7	105.12
	20	74.88	76.61	91.89	99.21	103.5
	30	60.78	71.85	73.84	85.87	90.5
	40	49.1	54.91	56.43	59.22	61.98
	50	35.87	38.63	41.02	42.9	43.34
А-СП2	10	71.58	73.89	99.75	100.01	102.83

Продолжение таблицы 3.2

Алгоритм	$\Delta\theta$					
	ОПШ, дБ	0°	1°	2°	3°	4°
	20	62.88	64.41	79.8	87.02	91.53
А-СП2	30	48	57.98	61.88	73.46	78.44
	40	37.83	41.52	44.09	47.8	49.65
	50	23.02	26.86	38.3	39.89	40.01

Мощность АП существенно влияет на качество подавления в направлениях, близких к углу прихода полезного сигнала. Так при увеличении мощности помехи на 50 дБ, значение улучшения ОСПШ при $\Delta\theta = 0^\circ$ уменьшается на 59.17 дБ.

3.6.3 Результаты исследования пространственно-временной обработки для плоской цифровой антенной решетки

Рассмотрим эффективность алгоритмов пространственно-временной обработки на основе ММП в спектральной области для случаев приема полностью известного сигнала согласно (3.29) (далее называемый А-СП3) и приема сигнала со случайной начальной фазой (далее называемый А-СП4) согласно (3.37) для ПЦАР путем статистического моделирования. Оценка качества обработки алгоритмов заключается в определении коэффициента улучшения ОПШП K (3.50).

Моделирование проводилось для ПЦАР с количеством антенных элементов $I \times J = 70 \times 70$. ОСШ на входе обработки составляет 0 дБ. Источник АП единственный, мощность помехи задается величиной ОПШ. Моделирование проводится для сигналов «нулевой» частот. Эффективность подавления АП определялась в ходе статистического эксперимента, состоящего из 10^4 испытаний.

На рисунке 3.20 приведена зависимость улучшения ОСПШ для алгоритмов А-СП3 (обозначено непрерывной линией) и А-СП4 (обозначено пунктирной линией) от азимута прихода одиночной помехи α_n для разных значений угла места помехи β_n . Направление прихода полезного сигнала $\alpha_c = 0^\circ, \beta_c = 0^\circ$. ОПШ принято равным 0 дБ. Ухудшение подавления помехи при применении алгоритма А-СП4 по сравнению с алгоритмом А-СП3 составляет 12.3 дБ при совпадении значения угла

места источника полезного сигнала и помехи $\beta_c = \beta_n = 0^\circ$. При отклонении на 1 градус по углу места помехи улучшение ОСПШ возрастает на 9.7 дБ.

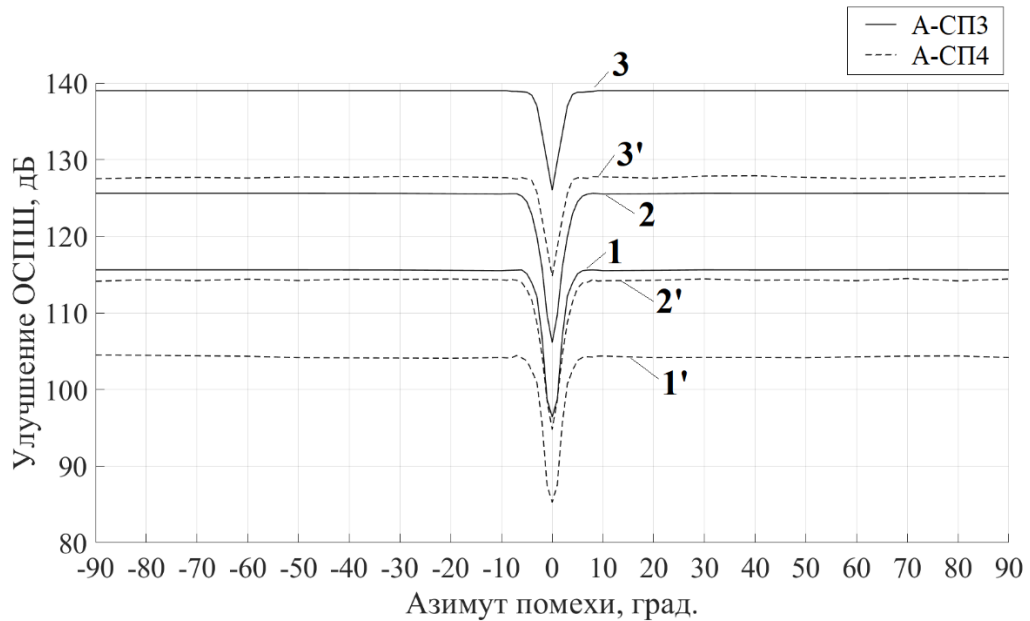


Рисунок 3.20 – Улучшение ОСПШ по азимуту одиночной помехи для алгоритмов А-СПЗ и А-СП4: 1 и 1' – $\beta_n = 0^\circ$, 2 и 2' – $\beta_n = 1^\circ$, 3 и 3' – $\beta_n = 2^\circ$

В таблице 3.3 приведены значения улучшения ОСПШ при разных ОПШ в заданных точках разностей азимута и угла места прихода сигнала и помехи $\Delta\alpha = \alpha_n - \alpha_c$ и $\Delta\beta = \beta_n - \beta_c$ для алгоритмов А-СПЗ и А-СП4.

Таблица 3.3 – Влияние мощности помехи на результат обработки на ПЦАР

Алгоритм	ОПШ, дБ	$(\Delta\alpha, \Delta\beta)$							
		$(0^\circ, 1^\circ)$	$(0^\circ, 2^\circ)$	$(1^\circ, 0^\circ)$	$(1^\circ, 1^\circ)$	$(1^\circ, 2^\circ)$	$(2^\circ, 0^\circ)$	$(2^\circ, 1^\circ)$	$(2^\circ, 2^\circ)$
А-СПЗ	10	94.66	113.51	85.32	96.54	116.41	102.76	111.32	129.16
	20	85.41	105.45	77.05	87.46	108.12	92.09	100.75	118.54
	30	72.12	91.42	71.93	82.43	103.7	73.43	82.54	99.87
	40	61.4	78.67	54.43	65.73	85.42	56.78	65.66	83.26
	50	46.9	65.8	38.83	49.02	69.1	41.5	50.23	67.8
А-СП4	10	82.65	100.15	73.8	84.75	73.8	100	107.3	125.65
	20	73.67	92.37	64.77	76.07	64.77	79.31	88.54	105.96
	30	58.1	77.21	58.21	69.33	58.21	61.43	70.54	87.9
	40	48.23	67.3	41.6	53.01	41.6	44.19	53.05	70.09
	50	34.53	53.45	26.6	36.87	26.6	38.32	46.98	64.72

Мощность АП существенно влияет на качество подавления в направлениях, близких к углу прихода полезного сигнала. Так при увеличении мощности помехи

на 50 дБ, значение улучшения ОСПШ при $\Delta\alpha = 0^\circ$ и $\Delta\beta = 1^\circ$ уменьшается на 49.52 дБ. Но при этом уровень подавления повышается на 16 дБ при увеличении разницы по углу места на 1° .

3.6.4 Влияние ширины полосы сигнала

В главе 1 было отмечено, что известные адаптивные алгоритмы, ориентированные на прием узкополосного сигнала не способны подавить широкополосную АП, и для обработки таких сигналов требуется оптимизировать параметры решётки как по углу прихода АП, так и по частоте. Предполагается, что ширина частотного спектра помехи превышает ширину спектра сигнала и, следовательно, ширину частотной полосы пропускания приемного устройства. Если приемник согласован с сигналом, то спектр помехи на его выходе фактически определяется спектром полезного сигнала. Рассмотрим влияние ширины полосы сигнала на эффективность разработанного алгоритма пространственно-временной обработки в спектральной области.

В таблице 3.4 приведены результаты исследования улучшения ОСПШ для алгоритмов А-СП1 и А-СП3 при изменении девиации частоты ЛЧМ сигнала при ОПШ 0 дБ. Направление прихода полезного сигнала и помехи совпадают и равны для алгоритма А-СП1 $\theta_c = \theta_n = 0^\circ$, для алгоритма А-СП3 $\alpha_c = \alpha_n = 0^\circ, \beta_c = \beta_n = 0^\circ$.

Таблица 3.4 – Влияние ширины полосы сигнала на результат работы алгоритмов

Алгоритм	f_d , МГц								
	10	100	200	300	400	500	600	700	800
А-СП1	95.07	95.04	95.04	95.07	95.04	95.05	95.04	95.04	95.05
А-СП3	95.05	95.03	95.09	95.05	95.05	95.05	95.04	95.03	95.05

Из таблицы 3.4 видно, что ширина полосы сигнала и, соответственно, ширина полосы помехи не влияет на качество подавления АП.

3.6.5 Влияние количества активных помех

Ранее полученные зависимости улучшения ОСПШ при поступлении на ЦАР отражали ситуацию поступления на ЦАР единственной АП. Рассмотрим

эффективность подавления АП алгоритмами пространственно-временной обработки в спектральной области для ЛЦАР от заданного числа источников АП в ходе статистического эксперимента с постановкой АП, находящихся в различных направлениях зоны обзора.

При моделировании было задано 2 условия:

- мощности АП одинаковые и задаются ОПШ;
- АП приходят с разных направлений $\theta_n = 0^\circ \div 90^\circ$ и разница между углами прихода АП задается согласно выражению:

$$\theta_{nv} = \frac{90^\circ}{V},$$

где v – номер АП, V – количество источников АП.

В таблице 3.5 приведены значения улучшения ОСПШ для алгоритма А-СП1 от количества источников АП, полученные для разных значений ОПШ. Угол прихода полезного сигнала $\theta_c = 0^\circ$.

Таблица 3.5 – Влияние количества АП на результат работы алгоритма А-СП1 для ЛЦАР

ОПШ, дБ	V - количество источников АП											
	2	5	10	15	20	30	40	50	60	70	80	89
0	95.01	87.12	72.4	67.1	59.8	58.63	57.58	56.1	55.02	53.8	53.05	48.1
20	74.88	64.8	49.97	45.3	36.4	35.2	34.3	33.4	33.12	32.8	32.8	27.6
40	49.1	40.31	24.32	20.92	15.76	13.45	12.7	12.01	11.8	10.1	10.07	3.23

Из таблицы 3.5 видно, что количество и места расположения АП существенно влияют на качество их подавления. При $V < 10$, величина улучшения ОСПШ снижается на 20 дБ. При $V > 20$ улучшение ОСПШ составляет величину не менее 48 дБ.

Выводы по третьей главе

1. Разработаны алгоритмы обработки на основе ММП в спектральной области для обнаружения пространственно-временного сигнала для случаев приема

полностью известного сигнала и приема сигнала со случайной начальной фазой. Их особенность заключается в том, что они имеют характер корреляционной обработки, выполняемой в спектральной области без необходимости обращения и оценивания прямой корреляционной матрицы помех, чего требует классический подход к оптимальной обработке. Алгоритмы могут применяться для пространственно-временной обработки сигналов как высокой и промежуточной частот, так и сигналов «нулевой» частоты. Алгоритмы разработаны для ЛЦАР и ПЦАР. Адаптация обработки заключается в предварительной оценке СПМ аддитивной смеси помехи и внутренних шумов.

2. Для исследования эффективности алгоритмов обработки, разработана моделирующая программа, которая позволяет провести статистическую оценку качества предложенных алгоритмов обработки сигналов на фоне активных помех и тепловых шумов. Моделирование полезных сигналов и помех основано на спектральном методе трансляции на все элементы антенны сигнала на одном элементе антенной решетки. Таким образом реализуются континуальные задержки, и обеспечивается функционирование математической модели при любых углах прихода сигналов.
3. Исследование алгоритмов пространственно-временной обработки в спектральной области на основе ММП для случаев приема полностью известного сигнала согласно и приема сигнала со случайной начальной фазой проводилось путем статистического моделирования. Оценка качества обработки алгоритмов заключалась в определении коэффициента улучшения ОПШП как отношения ОСПШ на выходе обработки к ОСШ на входе обработки. Для сравнения эффективности разработанных алгоритмов пространственно-временной обработки на основе ММП в спектральной области были определены значения величины улучшения ОСПШ для алгоритма пространственно-временной обработки на основе ММП в областях временной и пространственной переменных и для пространственно-временной согласованной фильтрации.

4. Для многомерной обработки в спектральной области для случая приема полностью известного сигнала на ЛЦАР при совпадении угла прихода сигнала и помехи улучшение составляет 95,1 дБ, с дальнейшим ростом до 115,8 дБ при угле прихода помехи $\theta_n > 5^\circ$. Улучшение по ОСПШ на ЛЦАР для алгоритма обработки в спектральной области для случая приема сигнала со случайной начальной фазой на 12 дБ ниже, чем результаты для алгоритма для случая приема полностью известного сигнала. Для ПЦАР ухудшение подавления помехи при применении алгоритма обработки в спектральной области для случая приема сигнала со случайной начальной фазой по сравнению с алгоритмом для случая приема полностью известного сигнала составляет 12.3 дБ при совпадении значения угла места источника полезного сигнала и помехи (и равных 0°). При отклонении на 1 градус по углу места помехи улучшение ОСПШ возрастает на 9.7 дБ.
5. ОСПШ существенно влияет на глубину подавления активных помех. Для ЛЦАР при увеличении мощности помехи на 50 дБ, при разности угла прихода сигнала и помехи 0° значение улучшения ОСПШ уменьшается на 59.17 дБ. Для ПЦАР при увеличении мощности помехи на 50 дБ, при разности азимута 0° и разности угла места 1° прихода сигнала и помехи значение улучшения ОСПШ уменьшается на 49.52 дБ. Но при этом уровень подавления повышается на 16 дБ при увеличении разницы по углу места на 1° .
6. Ширина полосы сигнала и, соответственно, ширина полосы помехи не влияет на качество подавления активных помех.
7. Количество и места расположения активных помех V существенно влияют на качество их подавления. При $V < 10$, величина улучшения ОСПШ снижается на 20 дБ. При $V > 20$ улучшение ОСПШ составляет величину не менее 48 дБ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе было исследовано применение принципов многомерной обработки при обнаружении широкополосных импульсных сигналов в радиотехнических системах с цифровыми антенными решетками на фоне активных помех, основанных на представлении сигналов и помех как пространственно-временных функций, зависящих от времени и пространственных координат.

Поставлены и решены следующие задачи:

1. Проведен анализ математического описания сигналов и помех в радиотехнических системах с цифровыми антенными решетками как многомерных пространственно-временных процессов, в том числе спектральный анализ пространственно-временных сигналов.
2. Исследованы корреляционные характеристики спектров пространственно-временных помех.
3. Разработаны алгоритмы пространственно-временной обработки при обнаружении сигналов на фоне активных помех и тепловых шумов для случаев приема полностью известного сигнала и сигнала со случайной начальной фазой.
4. Разработана моделирующая программа для проведения статистической оценки качества предложенных алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов на фоне активных помех и тепловых шумов.
5. Проведен сравнительный анализ эффективности разработанных и известных алгоритмов обработки при обнаружении сигналов с использованием методов статистического моделирования.

Полученные результаты послужили основой для разработки методов и алгоритмов пространственно-временной обработки когерентно-импульсных ШПС в РЛС обзора, направленных на повышение эффективности подавления активных помех, и вошли в разработанную в ходе научно-исследовательской работы программу, моделирующую РЛС обзора.

В качестве направлений дальнейших исследований уместно расширение теории многомерной обработки для разрешения сигналов, оценки координат и параметров движения объектов.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АБГШ	–	аддитивный белый гауссовский шум
АКФ	–	автокорреляционная функция
АП	–	активные помехи
АР	–	антенная решетка
АФАР	–	адаптивная фазированная антенная решетка
АЦП	–	аналого-цифровой преобразователь
АЧХ	–	амплитудно-частотная характеристика
ВКФ	–	взаимная корреляционная функция
ДНА	–	диаграмма направленности антенны
КИХ	–	(фильтр) с конечной импульсной характеристикой
ЛАР	–	линейная антенная решетка
ЛЧМ	–	линейная частотная модуляция
ЛЦАР	–	линейная цифровая антенная решетка
ММП	–	метод максимального правдоподобия
НИР	–	научно-исследовательская работа
ОПШ	–	отношение помеха/шум
ОСП	–	отношение сигнал/помеха
ОСПШ	–	отношение сигнал/помеха+шум
ПАР	–	плоская антенная решетка
ПВП	–	пространственно-временной процесс
ПВС	–	пространственно-временной сигнал
ПВСФ	–	пространственно-временной согласованный фильтр
ППМ	–	приемо-передающий модуль
ПРВ	–	плотность распределения вероятности
ПЦАР	–	плоская цифровая антенная решетка
РЛС	–	радиолокационная система
РТС	–	радиотехническая система
СД	–	синхронный детектор
СМ	–	смеситель

СПМ	–	спектральная плотность мощности
УПС	–	узкополосный сигнал
УПСРС	–	узкополосный сигнал в пространственном смысле
УПЧ	–	усилитель промежуточной частоты
УРЧ	–	усилитель радиочастоты
ФАР	–	фазированная антенная решетка
ЦАР	–	цифровая антенная решетка
ЦОС	–	цифровая обработка сигналов
ЦССПЧ	–	цифровой синтезатор сигнала промежуточной частоты
ШПС	–	широкополосный сигнал
ШПСРС	–	широкополосный сигнал в пространственном смысле

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Абрамович Ю.И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации фильтров по критерию максимума отношения сигнал/помеха. / Ю.И. Абрамович // Радиотехника и электроника. – 1981. – т.26, №3. – С. 543-551.
2. 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.
3. Адаптивные антенные решетки. Учебное пособие в 2-ух частях. Часть 1. / В.А. Григорьев, С.С. Щесняк, В.Л. Гулюшин и др.; под общ. ред. В.А. Григорьева. – СПб : Университет ИТМО, 2016. –179 с.
4. Адаптивные антенные решетки. Учебное пособие в 2-ух частях. Часть 2. / В.А. Григорьев, С.С. Щесняк, В.Л. Гулюшин и др.; под общ. ред. В.А. Григорьева. – СПб : Университет ИТМО, 2016. –118 с.
5. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками / А.К. Журавлев, В.А. Хлебников, А.П. Родимов и др. – Л. : Издательство ЛШУ, 1991. – 544с.
6. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.
7. Антенны и радары с электронным управлением лучом / Ю. И. Белый, А. И. Синани, Р. Р. Усманов и др., под ред. А.И. Синани, Г.В. Кауфмана. - М. : Радиотехника, 2016. – 234 с.
8. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток : учебное пособие // В. С. Филиппов, Л.И. Пономарев, А.Ю. Гринев и др. - М.: Радио и связь, 1994. - 592 с.
9. Антенные решетки: Методы расчета и проектирования: Обзор зарубежных работ / Л. С. Бененсон, В. А. Журавлев, С. В. Попов, Г. А. Постнов; под общ. ред. Л. С. Бененсона. – М. : Советское радио, 1966. – 367 с.
10. Бакулев П.А. Радиолокационные системы: учебник для вузов. / Бакулев П.А. – М. : Радиотехника, 2015. – 437 с.

11. Баланис, К. А. Введение в смарт-антенны / К. А. Баланис, П. И. Иоанидес ; пер. К. В. Юдинцев ; ред. пер.: В. В. Попов, М. Д. Парнес. – Москва : Техносфера, 2012. – 200 с.
12. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы : Учебник для вузов / С. И. Баскаков. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Высшая школа, 1988. – 448 с.
13. Бахрах, Л. Д. Проблемы антенной техники / Л. Д. Бахрах, Д. И. Воскресенский. М.: Радио и связь, 1989. – 368 с.
14. Белоцерковский Г.Б. Основы радиолокации и радиолокационные устройства / Г.Б. Белоцерковский – М.: Советское радио, 1975. – 336 с.
15. Бирбасов М.Р. Оптимальная обработка широкополосных сигналов в адаптивных антенных решетках систем радиосвязи, радионавигации и радиолокации / Бирбасов М.Р., Боков А.Н., Гарриэльян Д.Д., Новиков А.Н. // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2011. – Вып.6. – С.22-26.
16. Бондаренко М.В. Влияние джиттера АЦП на точность пеленгации цифровыми антенными решетками / М.В. Бондаренко, В.И. Слюсар // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2011. - № 8. – С. 41 - 49.
17. Ботов М. И. Основы теории радиолокационных систем и комплексов : учеб. / М. И. Ботов, В. А. Вяхирев ; под общ. ред. М. И. Ботова. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2013. – 530 с.
18. Воскресенский Д.И. Бортовые цифровые антенные решётки и их элементы / Д.И. Воскресенский, Е.В. Овчинникова, П.А. Шмачилин; под ред. Д.И. Воскресенского. – М. : Радиотехника, 2013. – 208 с.
19. Вострецов А.Г. Эффект дрожания отсчетов в системах дискретной обработки сигналов / А. Г. Вострецов, В. Н. Васюков // Радиотехника и электроника, 2003. – Т. 48, № 5. – С.584-589.
20. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц / Ф.Р. Гантмахер. – Москва: Наука, ГРФМЛ. – 1988. – 552 с.
21. ГОСТ Р 56159-2014 Решетки антенные приемные с цифровой обработкой сигналов и их характеристики. Основные параметры. Технические требования: утвержден и введен в действие Приказом Федерального

агентства по техническому регулированию и метрологии от 13 октября 2014 г. № 1309-ст: дата введения 2015-09-01. – URL: <https://files.stroyinf.ru/Data/580/58088.pdf> (дата обращения: 20.10.2019). – Текст: электронный.

22. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках / Л.Н. Григорьев. – М.: Радиотехника, 2010. – 144 с.
23. Даджион Д. Цифровая обработка многомерных сигналов: пер. с англ./ Д. Даджион, Р. Мерсеро. – М.: Мир, 1988. – 488 с.
24. Дингес С. Цифровые вычислительные синтезаторы для фазированных антенных решеток / С. Дингес, Н. Егоров, В. Кочемасов // Электроника. – 2014. – № 1. – С.160–166.
25. Добычина Е.М. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах / Е.М. Добычина, Ю.В. Кольцов. – М.: Издательство МАИ, 2013. – 160 с.
26. Егоров А.Д. Использование фазированной антенной решетки с управляемыми связями для формирования нулей в диаграмме направленности / А.Д. Егоров, А.О. Яшенков // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей», 2020 – №3. – С.6-17.
27. Запевалов В.В. Полифазный фильтр-дециматор типа СИС / В.В. Запевалов // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2013.– № 3. – С. 128-132.
28. Зима Д. Н. Анализ полезного сигнала и активной помехи на линейной антенной решетке / Д. Н. Зима; [науч. рук. А. А. Спектор] // Наука. Технологии. Инновации : сб. науч. тр. : в 9 ч., Новосибирск, 2–6 дек. 2019 г. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2019. – Ч. 6. – С. 82–85.
29. Зима Д. Н. Изучение метода подавления широкополосной помехи пространственно-распределенными элементами / Д. Н. Зима, Д. О. Соколова, А. А. Спектор // Актуальные проблемы радиоэлектроники и

телекоммуникаций : материалы Всерос. науч.-техн. конф., Самара, 14–16 мая 2019 г. – Самара : АРТЕЛЬ, 2019. – С. 36–37.

30. Зима Д. Н. Исследование метода подавления широкополосной активной помехи в РЛС / Д. Н. Зима, Д. О. Соколова, А. А. Спектор // Наука. Технологии. Инновации : сб. научн. тр. : в 9 ч., Новосибирск, 3–7 дек. 2018 г. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2018. – Ч. 6. – С. 66–68.
31. Зима Д. Н. Обработка сигналов в приемной системе с пространственно-распределенными приемными элементами / Д. Н. Зима, Д. О. Соколова, А. А. Спектор // Обработка пространственных данных в задачах мониторинга природных и антропогенных процессов (SDM–2019) : сб. тр. Всерос. конф., Бердск, 26–30 авг. 2019 г. – Новосибирск : ИВТ СО РАН, 2019. – С. 103–107.
32. Зима Д. Н. Пространственная обработка сигналов линейной антенной решеткой на основе модели авторегрессии / Д. Н. Зима, А. А. Спектор, Д. О. Соколова // Шарыгинские чтения. I Всероссийская научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации, посвященная памяти профессора Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники академика Германа Сергеевича Шарыгина: сб. докл., Томск, 18–19 сен. 2019 г. – Томск : Издательство ТУСУР, 2019. – С. 102–106.
33. Зима Д. Н. Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов на основе модели линейного предсказания / Д. Н. Зима, Д. О. Соколова, А. А. Спектор // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2020. – № 4. – С. 17–31.
34. Зима Д. Н. Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов в радиолокационных системах с линейной цифровой антенной решеткой в присутствии активных помех / Д. Н. Зима, А. А. Спектор // Автометрия. – 2021. – Т. 57, № 2. – С. 4–12.
35. Зима Д. Н. Пространственно-временной спектральный анализ сигналов и активных помех в РЛС с цифровыми антенными решетками / Д. Н. Зима, А. А. Спектор, Д. О. Соколова. // Информационные технологии и

- нанотехнологии (ИТНТ-2020): сб. тр. по мат. конф. : в 4 т., Самара, 26–29 мая 2020 г. – Самара : Издательство Самарский университет, 2020. – Т. 3. – С. 808–805.
36. Зима Д. Н. Пространственно-временные сигналы в РЛС с плоской антенной решеткой / Д. Н. Зима, А. А. Спектор. // Наука. Технологии. Инновации : сб. науч. тр. 15 Всерос. науч. конф. молодых ученых, посвящ. Году науки и технологий в России, Новосибирск, 6–10 дек. 2021 г. : в 10 ч. – Новосибирск : Издательство НГТУ, 2021. – Ч. 6. – С. 98–101.
37. Зима Д. Н. Пространственно-временные сигналы и помехи в радиотехнических системах с цифровыми антенными решетками / Д. Н. Зима, А. А. Спектор // Шарыгинские чтения. III Международная научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации: сб. докл., Томск, 29 сен.–1 окт. 2021г. – Томск : Издательство ТУСУР, 2021. – С. 146–153.
38. Зима Д. Н. Широкополосные сигналы и их радиоприем в радиосистемах с антенными решетками с применением многомерного преобразования Фурье / Д. Н. Зима // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2022. – № 1 (54). – С. 37–50.
39. Зырянов Ю.Т. Основы радиотехнических систем : учебное пособие / Ю.Т. Зырянов, О.А. Белоусов, П.А. Федюнин. – Тамбов : Издательство ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2011. – 144 с.
40. И.С. Гоноровский. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для студентов радиотехн. спец. вузов / И. С. Гоноровский. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
41. Инденбом М.В. Радиолокационная станция с цифровой осесимметричной активной фазированной антенной решеткой как перспективное направление развития радиолокационных станций кругового обзора / М.В. Инденбом, Р.Л. Махлин // Вестник Концерна ВКО «Алмаз–Антей». – 2017. - № 3. – С. 37–45.
42. Козлов С.В. Цифровое диаграммообразование с компенсацией мешающих источников излучений в крупноапертурной антенной решетке и

- широкополосном зондировании / С.В. Козлов, М.А. Лобан, В.В. Радионович // **НОВОСТИ НАУКИ И ТЕХНОЛОГИЙ**: Государственное учреждение "Белорусский институт системного анализа и информационного обеспечения научно-технической сферы". – 2021. - №3(58). – С. 14-22.
43. Коростелев А.А. Пространственно-временная теория радиосистем / А.А. Коростелев. – М.: Радио и связь, 1987. – 320 с.
44. Кочетков В.Ю. Структура канальных трактов цифровых антенных решеток / В.Ю. Кочетков // Известия высших учебных заведений – ЭЛЕКТРОНИКА. – 2009. – №5(79). – С. 66– 69.
45. Кузичкин А.В. Обработка сложных сигналов акустоэлектронными устройствами в ретрансляторе / А.В. Кузичкин, В.Г. Лопатин, Б.И. Просенков // Техника средств связи. Серия Техника радиосвязи. – 1991. – вып.1.
46. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая. / Б.Р. Левин. – М: «Советское радио», 1969. – 752 с.
47. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга вторая. / Б.Р. Левин. – М: «Советское радио», 1968. – 503 с.
48. Лексаченко В.А. Метод адаптации антенной решетки / В.А. Лексаченко // Радиотехника и электроника. – 1984. – т.29, №4. – С.731-734.
49. Лозовский И.Ф. Цифровая обработка сигналов в РЛС обзора : монография / И.Ф. Лозовский. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 270с.
50. Малышев С.А. Волоконно-оптические лазерные и фотодиодные модули / С.А. Малышев, А.Л. Чиж, К.Б. Микитчук // 16 Литовско-Белорусский семинар «Перспективные СВЧ приборы и системы» г. Вильнюс, 4 декабря 2015 г.
51. Маркович И.И. Методы и алгоритмы цифровой пространственно-временной обработки гидроакустических сигналов во многолучевых эхолотах и локаторах препятствий / И.И. Маркович // **Фундаментальная и прикладная гидрофизика**. – 2014. – Т. 7, № 2. – С. 58–71.
52. Методы пространственно-временной обработки широкополосных сигналов и подходы к их моделированию / В. Н. Васюков, Д. Н. Зима, И. Ф. Лозовский,

- Ю. В. Морозов, А. А. Мурасев, И. А. Пшеничников, М. А. Райфельд, Д. О. Соколова, А. А. Спектор. // *Автометрия*. – 2022. – Т. 58, № 2. – С. 61–68.
53. Миночкин А.И. Основы военно-технических исследований. Теория и приложения: монография в 3 т. Т. 2. Синтез средств информационного обеспечения вооружения и военной техники / А.И. Миночкин, В.И. Рудаков, В.И. Слюсар; под ред. А.П. Ковтуненко. – Киев, 2011.
54. Монзинго, Р.А. Адаптивные антенные решетки : Введение в теорию / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер; Пер. с англ. под ред. В. А. Лексаченко. – М. : Радио и связь, 1986. – 446 с.
55. Мурасев А. А. Пространственно-временные сигналы и их фильтрация в радиотехнических системах с антенными решетками в условиях активных / А. А. Мурасев, А. А. Спектор. // *Автометрия*. - 2021. – Т. 57, № 3. – С. 10–18.
56. Нечаев Ю.Б. Алгоритмы диаграммообразования адаптивных антенных решеток в условиях многолучевого распространения радиоволн / Ю.Б. Нечаев, Д.Н. Борисов, И.В. Пешков // *Научные ведомости БелГУ*. – 2012. – №1(120) Выпуск 21/1. – с. 193-202.
57. Обработка сигналов в радиотехнических системах / А. Д. Далматов, А. А. Елисеев, А. П. Лукошкин и др., под ред. А. П. Лукошкина – Л.: Изд-во Ленинградского ун-та, 1987. – 400 с.
58. Пономарев Л. И. Бортовые цифровые многолучевые антенные решетки для систем спутниковой связи / Л. И. Пономарев, В. А. Вечтомов, А. С. Милосердов ; под редакцией Л. И. Пономарева. — 2-е изд. — Москва : Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана, 2018. — 214 с.
59. Прикладная теория случайных процессов и полей / К.К.Васильев, В.А. Казаков, А.А. Спектор, А.П. Трифонов. – Ульяновск: Ульянов. гос. тех. ун-т, 1995. – 256с.
60. Проблемы антенной техники / Под ред. Л.Д. Бахраха, Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1989. – 368 с.

61. 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.
62. Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов в радиолокационных системах с адаптивными цифровыми антенными решетками : монография / В. Н. Васюков, И. Ф. Лозовский, Ю. В. Морозов и др. ; под редакцией И. Ф. Лозовского и А. А. Спектора. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2022. – 239 с.
63. Радиотехнические системы / Ю.М. Казаринов, Ю.А. Коломенский, В.М. Кутузов и др.; под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Изд. центр «Академия», 2008. – 592 с.
64. Райс Д. Матричные вычисления и математическое обеспечение / Д. Р. Райс; пер. с англ. О. Б. Арушанян ; ред. В. В. Воеводин.– М.: Мир, 1984. – 264 с.
65. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решётках. / М.В. Ратынский– М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.
66. Родимов А.П. Статистическая теория поляризованно-временной обработки сигналов и помех в линиях связи. / А.П. Родимов, В.В. Поповский – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
67. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. / Д.М. Сазонов – М.: Высшая школа, 1988. – 432 с.
68. Самойленко В. И. Адаптивная пространственно – временная фильтрация помех в многоканальных системах / В. И. Самойленко, И.В. Грубин // Изв.вузов. радиофизика. – 1990. – №6. – С.719-726.
69. Самойленко В.И. Совместная адаптация пространственного и временного фильтров в многоканальных системах / В. И. Самойленко, И.В. Грубин // Радиотехника и электроника. – 1989. – Т.34. №4. – С.749-755.
70. Свидетельство 2020661442 Российская Федерация. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. Моделирование пространственно-временных сигналов с известными параметрами и помех в радиотехнической системе с линейной антенной решеткой. / Д.Н. Зима, А.А.

Спектор, Д.О. Соколова; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВО НГТУ (RU). – №2020660781; заявл. 24.09.2020; опубл. 24.09.2020, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.

71.Свидетельство 2020661443 Российская Федерация. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. Моделирование радиоприема пространственно-временных сигналов с известными параметрами на фоне пространственно-временных активных помех в радиотехнической системе с линейной антенной решеткой. / Д.Н. Зима, А.А. Спектор, Д.О. Соколова; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВО НГТУ (RU). – №2020660782; заявл. 24.09.2020; опубл. 24.09.2020, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.

72.Свидетельство 2020661444 Российская Федерация. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. Моделирование радиоприема пространственно-временных сигналов со случайной начальной фазой на фоне пространственно-временных активных помех в радиотехнической системе с линейной антенной решеткой. / Д.Н. Зима, А.А. Спектор; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВО НГТУ (RU). – №2020660783; заявл. 24.09.2020; опубл. 24.09.2020, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.

73.Свидетельство 2021669854 Российская Федерация. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа для моделирования радиолокационной станции с цифровой антенной решеткой. / Васюков В.Н., Зима Д.Н., Лозовский И.Ф. и др.; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВО НГТУ (RU). – №2021669393; заявл. 30.11.2021; опубл. 03.12.2021, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.

74.Слюсар В. Цифровые антенные решётки – будущее радиолокации / В. И. Слюсар // Электроника. Наука. Технология. Бизнес. – 2001. – № 3. – С. 42–46.

75.Слюсар В. Цифровые антенные решетки в мобильной спутниковой связи / В. И. Слюсар // Первая миля. – 2008. – № 4. – С. 10–15.

- 76.Справочник по радиолокации: В 4 т.: Т. 2 / Ред. М. Сколник. Пер. с англ. А.Я. Брейтбарта и др.; Под ред. П.И. Дудника. – Москва : Сов. радио, 1977. – 22
- 77.Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. / В.И. Тихонов – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
- 78.Тузов Г.И. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. / Г.И. Тузов – М. радио и связь, 1985.
- 79.Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз : пер. с англ. — М. : Радио и связь,. 1989. — 440 с.
- 80.Уилкинсон Дж.Х. Справочник алгоритмов на языке АЛГОЛ. Линейная алгебра. / Дж.Х. Уилкинсон, С. Райнш – М.: Машиностроение, 1976, 392 с.
- 81.Цифровая обработка изображений в информационных системах: учеб. пособие / И.С.Грузман, В.С.Киричук, В.П.Косых, и др. – Новосибирск: НГТУ, 2002. – 352с.
- 82.Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
- 83.Шумов А.В. Концепция построения радиолокационной станции на основе элементов радиофотоники / А.В. Шумов, С.И. Нефедов, А.Р. Бикметов // Наука и Образование. МГТУ им. Н.Э. Баумана. – Электрон. журн. – 2016. – № 05. – С. 41–65.
- 84.Якубов В.П. Статистическая радиофизика / В.П. Якубов. – Томск: НТЛ, 2006. –132 с.
- 85.Balanis C. Antenna Theory. Analysis and Design / C. Balanis. John Wiley & Sons, Inc., 2016. – 1095 p.
- 86.Brennan L.E. Theory of adaptive radar. / L.E. Brennan, I.S. Reed // IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, 1973. – vol.8, №5. – P.690-692.
- 87.Cao Yu. Wideband Adaptive Sidelobe Cancellation Based on Stretch processing / Cao Yu., Zhang Sh., Wang H., Gao Zh. // 2006 8th international Conference on Signal Processing Proceedings, 16-20 Nov. 2006, Beijing, China. – URL:

<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4128885&tag=1>
[Electronic resource] (дата обращения: 16.08.2021).

88. Compton R.T. Adaptive Antennas. Concepts and performance / R.T. Compton. – Prentice Hall, 1988. – 400 p.
89. Digitally Controlled MM-wave Oscillators 220 GHz to 300 GHz – URL: <https://elva-1.com/products/a40144> [Electronic resource] (дата обращения: 11.09.2020).
90. Friedlander B. A class of square root and division free algorithms and architectures for QRD-based adaptive signal processing / B. Friedlander, K.J.R. Liu // IEEE Trans. Signal Process., 1994. – Vol.42, No.9. – P.2455-2469 .
91. Godara L.C., Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations / L.C. Godara // Proceedings of the IEEE, 1997. –Vol. 85, No. 7, P. 1031-1060.
92. Guerci J. R. Theory and application of covariance matrix tapers to robust adaptive beamforming. / J. R. Guerci // IEEE Trans. Signal Processing, 2000. – Vol. 47. – P. 977-985.
93. Investigation of principles of simulation of space-time processing of wideband signals / V. N. Vasyukov, D. N. Zima, I. F. Lozovskiy et. al. // CEUR Workshop Proceedings. – 2021. – Vol. 3006: Spatial data processing for monitoring of natural and anthropogenic processes : proc. of the all-Russian conf. with intern. participation (SDM-2021), Novosibirsk. - P. 260-271.
94. Li T. Development of Wideband Digital Array Radar / Li T., Wang X-G. // Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers (Cat. No.CH37020), 24-27 Oct. 1999, Pacific Grove, CA, USA. – P. 286-289.
95. Litva J. Digital beamforming in wireless communications. / J. Litva, Titus K. Y. Lo. // Artech House Publishers, 1996. –301p.
96. Melvin W. L. Principles of Modern Radar Vol. III: Radar Applications / Melvin W. L., Scheer J. A. (Editors). – SciTech Publishing, 2014. – 820 p.

97. Melvin W. L. Principles of modern radar: Advanced techniques. Vol.2 / Melvin W. L., Scheer J. A. – SciTech Publishing, 2013 – 876p.
98. Methods of Spatial-Temporal Processing of Broadband Signals and Approaches to Their Modeling / V. N. Vasyukov, D. N. Zima, Y. V. Morozov et.al. // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. – 2022. – Vol. 58, iss. 2. – P. 160-166.
99. Min Kh.Z. Implementation of Enhanced Digital Signal Processing for Wideband Phased Array Radar / Min Kh.Z., Naing Z.M., Phyo Th.P. // International Journal of Science, Engineering and Technology Research, 2014. – Vol. 3, No. 9. – P. 2331–2338.
100. Murasev A. A. Space-time signals and their filtering in radio-frequency engineering systems with antenna arrays under conditions of active interference / A. A. Murasev, A. A. Spektor // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. – 2021. – Vol. 57, iss. 3. – P. 232–239.
101. Nitzberg R. Analysis of the arithmetic mean CFAR normaliser for fluctuating targets / R. Nitzberg // IEEE Trans., 1978. – vol. AES-14. №1. – P. 44 – 47.
102. Rabideau D.J. Improved wideband time delay beam-steering / D.J. Rabideau // Conference Record of Thirty-Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers Proceedings, 4-7 Nov. 2001, Pacific Grove, CA, USA. – P. 1385-1390.
103. Trees Van Detection, Estimation, and Modulation Theory, Optimum Array Processing / Harry L., Trees Van. – John Wiley & Sons, 2002. – 1470 p.
104. Trees Van Optimum Array Processing (Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part IV) / Harry L., Trees Van. UK: Wiley, 2002. – 1472 p.
105. Wei Liu Wideband beamforming: concepts and techniques / Wei Liu, Stephan Weiss. – John Wiley & Sons, Ltd, 2010. – 304 p.
106. Ying Liu Antenna Array Signal Direction of Arrival Estimation on Digital Signal Processor (DSP) / Ying Liu, Hongyuan Cui // Procedia Computer Science 55, 2015. – P. 782 – 791.

107. Zatman M. Degree of Freedom Architectures for Large Adaptive Arrays / M. Zatman // Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers (Cat. No.CH37020), 24-27 Oct. 1999, Pacific Grove, CA, USA. – P. 109-112.
108. Zima D. N. Investigation and modeling of the spatiotemporal signal recorded by the digital antenna array / D. N. Zima, D. O. Sokolova, A. A. Spector. // IEEE 22 International conference of young professionals in electron devices and materials (EDM) : proc., Altai Region, 30 June – 4 July 2021. – Novosibirsk : IEEE, 2021. – P. 218-221.
109. Zima D. N. Processing Spatiotemporal Signals Recorded Linear Array / D. N. Zima, A. A. Spector // 1 International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE), Novosibirsk, 10-11 Dec. 2020. – Novosibirsk : IEEE, 2020. – P. 54-58.
110. Zima D. N. Signal processing in the receiving system with spatially distributed receiving elements / D. N. Zima, D. O. Sokolova, A. A. Spector // CEUR Workshop Proceedings. – 2020. – Vol. 2534: Spatial Data Processing for Monitoring of Natural and Anthropogenic Processes(SDM-2019), Berdsk, 26-30 Aug. 2019. – P. 104-108.
111. Zima D. N. Spatiotemporal processing of broadband signals in radars with a linear digital antenna array in the presence of active interference / D. N. Zima, A. A. Spector // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. – 2021. – Vol. 57, iss. 2. – P. 115-122.
112. Zima D. Spatiotemporal Spectral Analysis of Signals and Active Interference in Radar with Digital Antenna Arrays / D. Zima, A. Spector, D. Sokolova // VI International Conference on Information Technology and Nanotechnology (ITNT-2020): proc., Samara, 26-29 May 2020, Russia: IEEE.
113. Zima D. Spectral Characteristics of Spatiotemporal Signals and Interference on a Linear Antenna Array / D. Zima, A. Spector, D. Sokolova // 21st INTERNATIONAL CONFERENCE ON MICRO/NANOTECHNOLOGIES AND ELECTRON DEVICES (EDM 2020): proc., Novosibirsk, 29 June – 03 July 2020. – Novosibirsk : IEEE, 2020. – P. 195-199.

Приложение А Акты о внедрении результатов диссертационной работы

УТВЕРЖДАЮ
 Генеральный директор
 АО «НПО НИИИП-НЗиК»
 П.В. Заболотный
 «30» сентября 2022 г.

УТВЕРЖДАЮ
 Проректор НГТУ по научной работе
 С.В. Брованов/
 2022 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Д.Н. Мухрановой

Мы, представители АО «НПО НИИИП-НЗиК» в лице начальника сектора, д.т.н., с.н.с. И.Ф. Лозовского, начальника СКБ-1, к.т.н. Д.С. Вильмицкого, и представители Новосибирского государственного технического университета в лице руководителя проекта № НИР-ТОР-1-2018 «Исследование методов пространственно-временной обработки широкополосных сигналов в РЛС с адаптивной цифровой антенной решеткой (составная часть НИР «Перспектива-Н»)), д.т.н., профессора, профессора каф. ТОР А.А. Спектора, ответственного исполнителя, д.т.н., доцента, зав. каф. ТОР М.А. Райфельда, составили настоящий акт об использовании научных результатов диссертационной работы Мухрановой Дарьи Николаевны.


Использование результатов диссертационной работы проходило в рамках хозяйственного договора № НИР-ТОР-1-2018 от 01.11.2018г. между АО «НПО НИИИП-НЗиК» и НГТУ.

Мухрановой Д.Н. выполнены теоретические исследования по математическому описанию пространственно-временных сигналов и помех, которые послужили основой для разработки методов и алгоритмов пространственно-временной обработки когерентно-импульсных ШПС в РЛС обзора, направленных на повышение эффективности подавления активных помех. Данные исследования вошли в разработанную в ходе НИР программу, моделирующую РЛС обзора.

От АО «НПО НИИИП-НЗиК»:

Начальник сектора

д.т.н., с.н.с.

 /И.Ф. Лозовский/

Начальник СКБ-1

к.т.н.

 /Д.С. Вильмицкий/

От НГТУ:

Руководитель проекта № НИР-ТОР-1-2018

от 01.11.2018г.

д.т.н., профессор, проф. каф. ТОР

 /А.А. Спектор/

Ответственный исполнитель

д.т.н., доцент, зав. каф. ТОР

 /М.А. Райфельд/

УТВЕРЖДАЮ

Проректор НГТУ по учебной работе

_____ С.С. Чернов/
« 2 » _____ 2022 г.



АКТ

о внедрении в учебный процесс

Новосибирского государственного технического университета
результатов диссертационной работы Д.Н. Мухрановой

Настоящим актом подтверждается, что результаты, полученные Мухрановой Дарьей Николаевной при подготовке диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук, используются на кафедре Теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного технического университета в рамках курсов «Теория обнаружения, оценивания параметров и фильтрации» и «Методы оценивания параметров, обнаружения и фильтрации сигналов в инфокоммуникационных системах», читаемого магистрантам второго года обучения по направлениям подготовки 11.04.01 – Радиотехника и 11.04.02 – Инфокоммуникационные технологии и системы связи.

Декан РЭФ, к.т.н., доцент

_____ /С.А. Стрельцов/

Зав. каф. ТОР, д.т.н., профессор

_____ /М.А. Райфельд/

Приложение Б Свидетельства о государственной регистрации программ для
ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО
о государственной регистрации программы для ЭВМ
№ 2020661442

Моделирование пространственно-временных сигналов с известными параметрами и помех в радиотехнической системе с линейной антенной решеткой

Правообладатель: **ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ «НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ» (RU)**

Авторы: **Зима Дарья Николаевна (RU), Спектор Александр Аншелевич (RU), Соколова Дарья Олеговна (RU)**

Заявка № 2020660781
Дата поступления 24 сентября 2020 г.
Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ 24 сентября 2020 г.

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности



Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020661443

Моделирование радиоприема пространственно-временных сигналов с известными параметрами на фоне пространственно-временных активных помех в радиотехнической системе с линейной антенной решеткой

Правообладатель: **ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ «НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ» (RU)**

Авторы: **Зима Дарья Николаевна (RU), Спектор Александр Аниселевич (RU), Соколова Дарья Олеговна (RU)**

Заявка № **2020660782**

Дата поступления **24 сентября 2020 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **24 сентября 2020 г.**



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Излиев Г.П. Излиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020661444

Моделирование радиоприема пространственно-временных сигналов со случайной начальной фазой на фоне пространственно-временных активных помех в радиотехнической системе с линейной антенной решеткой

Правообладатель: **ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ «НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ» (RU)**

Авторы: **Зима Дарья Николаевна (RU),
Спектор Александр Аниселевич (RU)**

Заявка № **2020660783**

Дата поступления **24 сентября 2020 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **24 сентября 2020 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 **Г.П. Изrael**



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021669854

Программа для моделирования радиолокационной станции с цифровой антенной решеткой

Правообладатель: **ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ «НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ» (RU)**

Авторы: **Васюков Василий Николаевич (RU), Зима Дарья Николаевна (RU), Лозовский Игорь Филиппович (RU), Морозов Юрий Владимирович (RU), Мурасев Алексей Александрович (RU), Райфельд Михаил Анатольевич (RU), Пичиков Иван Андреевич (RU), Соколова Дарья Олеговна (RU), Спектор Александр Аниселевич (RU)**

Заявка № **2021669393**Дата поступления **30 ноября 2021 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **03 декабря 2021 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0x02A6CFB00B1ACF59A4dAZF08092E9A118
Владелец: Ильяев Григорий Петрович
Действителен с 15.01.2021 по 15.01.2035

Г.П. Ильяев