

**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ НИЖЕГОРОДСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИМ. Н.И. ЛОБАЧЕВСКОГО»
(ННГУ)**

На правах рукописи



Леговцова Елена Витальевна

**Исследование когерентности сигналов и помех в импульсных
радиолокационных системах**

1.3.4 – Радиофизика

Диссертация
на соискание ученой степени
кандидата физико-математических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, доцент
Фитасов Евгений Сергеевич

Нижний Новгород, 2024

ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	4
ВВЕДЕНИЕ	6
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СТЕПЕНИ КОГЕРЕНТНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ФЛУКТУАЦИЯМИ ПАРАМЕТРОВ	24
1.1. Оценка степени когерентности радиолокационных сигналов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы	24
1.2. Когерентность сигналов с флуктуациями фазы	31
1.3. Когерентность сигналов с флуктуациями частоты	38
1.4. Когерентность сигналов с постоянными флуктуациями амплитуды	44
1.5. Выводы по главе 1	47
ГЛАВА 2. КОГЕРЕНТНОСТЬ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ	49
2.1. Оценка когерентности шумовых помех на основе анализа распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы	49
2.2. Оценка основных факторов, влияющих на степень когерентности активных шумовых помех	54
2.2.1. Влияние ширины частотного диапазона активной шумовой помехи на оценку степени ее когерентности	54
2.2.2. Влияние нестационарности помеховой обстановки на оценку степени когерентности активных шумовых помех	57
2.2.3. Влияние времени воздействия активной шумовой помехи на оценку ее степени когерентности	60
2.3. Выводы по главе 2	62
ГЛАВА 3. КОГЕРЕНТНОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ ИСТОЧНИКОВ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ	64

3.1. Когерентность радиолокационных сигналов с флуктуациями частоты	64
3.2. Когерентность суммы радиолокационных сигналов, отраженных от источника пассивной помехи и цели.....	70
3.3. Выводы по главе 3	76
ГЛАВА 4. СИНТЕЗ МЕТОДОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С УЧЕТОМ КОГЕРЕНТНЫХ СВОЙСТВ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ.....	77
4.1. Синтез алгоритма повышения эффективности работы системы автокомпенсации активных шумовых помех РЛС малой дальности	78
4.1.1. Синтез трехканального автокомпенсатора шумовой активной помехи в РЛС малой дальности	79
4.1.2. Синтез алгоритма линейной интерполяции коэффициентов настройки автокомпенсации шумовых активных помех	83
4.1.3. Результаты компьютерного моделирования.....	84
4.1.4. Результаты на основе экспериментальных данных	96
4.2. Синтез системы селекции движущихся целей когерентной импульсной РЛС.....	101
4.2.1. Оценка когерентных свойств системы межпериодной обработки пачки радиолокационных импульсов.....	101
4.2.2. Проекционный метод квазиоптимальной межпериодной временной обработки когерентной пачки импульсов	106
4.3. Выводы по главе 4	118
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	120
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	123

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АД –	амплитудный детектор
АК –	автокомпенсатор (автокомпенсация)
АР –	антенная решетка
АЦП –	аналого-цифровое преобразование
АЧХ –	амплитудно-частотная характеристика
АШП –	активная шумовая помеха
БПЛА –	беспилотный летательный аппарат
БПФ –	быстрое преобразование Фурье
ВК –	весовой коэффициент
ВО –	воздушный объект
ДН –	диаграмма направленности
ДНА –	диаграмма направленности антенны
ДОС –	диаграммообразующая схема
ДПФ –	дискретное преобразование Фурье
КМ –	корреляционная матрица (помех)
КН –	когерентное накопление (когерентный накопитель)
НОМ –	непосредственное обращение корреляционной матрицы помех
ОК –	основной канал
ОФ –	оптимальный фильтр
ОСШ –	отношение сигнал/шум (отношение мощности полезного сигнала к мощности шума)
ПУ –	пороговое устройство
РЛИ –	радиолокационная информация
РЛС –	радиолокационная станция
РФ –	режекторный фильтр
СДЦ –	селекция движущихся целей
СКО –	среднеквадратичное отклонение
СЦВМ –	специализированная цифровая вычислительная машина

УПЧ – усилитель промежуточной частоты
ФАП – фазово-амплитудная подстройка
ФАР – фазированная антенная решетка
ЭВМ – электронная вычислительная машина
ЭПР – эффективная площадь рассеивания

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования

Одной из важнейших задач современных радиотехнических систем (радио- и гидролокация, навигация, связь и т.д.) является обнаружение полезного сигнала на фоне интенсивных помех различного происхождения.

Так, например, к радиолокационным системам обнаружения воздушных объектов предъявляются следующие основные технические требования [1-5]: надежное подавление отражений от подстилающей поверхности, местных предметов, гидрометеоров и пассивных помех; помехозащищенность по отношению к различному виду активных помех (шумовых, импульсных, сигналоподобных и др.); малая излучаемая мощность; высокая мобильность.

Развитие радиоэлектронных технологий в последние десятилетия способствовали появлению и широкому использованию в военных, в коммерческих и некоммерческих целях (бытовых, развлекательных и т.п.) нового класса летательных аппаратов мини- и микро-БПЛА, квадрокоптеров. Основные характеристики данного класса объектов - низкая эффективная площадь рассеивания (ЭПР) ($10^{-1} \div 10^{-3} \text{ м}^2$), малые скорости, новые маневренные возможности (у квадрокоптеров) существенно затрудняют задачу их обнаружения существующими радиолокационными системами, особенно на фоне интенсивных отражений от подстилающей поверхности и местных предметов (например, в городских условиях).

Развитие информационных технологий, микропроцессорной техники, миниатюризация элементной базы позволяет современным средствам радиоэлектронного противодействия, в том числе на базе БПЛА, создавать сложную помеховую обстановку из комплекса активных помех: заградительных, прицельных, имитирующих (шумовых, импульсных, сигналоподобных помех) [6].

Защита радиотехнических систем от активных шумовых помех (АШП) является крайне актуальной задачей, так как помехи данного вида приводят к наиболее существенному нарушению их функционирования. Под активными

шумовыми помехами понимают такие помехи, которые создаются путем шумовой модуляции колебаний генератора помех, причем может применяться как амплитудная, так и частотная модуляция, или оба вида модуляции одновременно. При этом, шумовую помеху можно представить как флуктуационный процесс – колебания со случайными амплитудой и фазой (частотой) или как результат случайного наложения (суммы) детерминированных сигналов [7]. Результатом воздействия активных шумовых помех, например, на радиолокационную систему, является необнаружение эхо-сигналов, отраженных от воздушных объектов, и существенное увеличение уровня ложных тревог. При этом, существующие классические способы защиты от шумовых помех не всегда эффективны, так как в большинстве случаев после их применения на выходе системы обработки появляются некомпенсированные остатки от помех, что также приводит к появлению ложных тревог на выходе обнаружителя [8-11].

В настоящее время активно развивается направление радиоэлектронной борьбы с применением имитационных (сигналоподобных, структурных, интеллектуальных) помех [12-14]. Создание и применение данного вида помех требует достаточно сложной специализированной аппаратуры помехопостановки (ретрансляторов) и, соответственно, методов защиты радиолокационных станций (РЛС). При этом, активные шумовые помехи достаточно эффективно воздействуют на большинство существующих РЛС, что делает предмет исследования по-прежнему актуальным. И несмотря на наличие большого количества разнообразных методов защиты от активных помех, как показывает практика, коэффициент подавления помех в большинстве систем не превышает в среднем 20-25 дБ [15-17].

Известно, что одним из главных факторов, существенно снижающих эффективность систем защиты от активных шумовых помех в антенной решетке, является нарушение пространственной когерентности помехи или декорреляция приемных каналов [8, 15]. При этом, существуют сложные ситуации, когда без точного (количественного) критерия оценка когерентных свойств сигнала становится весьма проблематичной. Например, в случае воздействия на

радиолокационную систему активной шумовой помехи, сигнал образован наложением волновых фронтов, принимаемых антенной решеткой с нескольких направлений. При случайных и статистически независимых амплитудах этих фронтов, а также различных направлений их прихода, образуемый таким способом сигнал является некогерентным.

Известные методы компенсации активной шумовой помехи позволяют успешно разрабатывать радиолокационные системы для стационарной помеховой обстановки. К наиболее распространенным на практике методам относятся автокомпенсаторы с использованием компенсационных антенн [18-20]. Однако, в реальных условиях работы радиолокационных систем приходится иметь дело с нестационарной помеховой обстановкой, что объясняется рядом факторов. Одним из основных факторов нестационарности является перемещение радиолокационных объектов наблюдения, связанное с динамикой их движения, а также перемещение локатора на подвижном объекте. Также нестационарность может быть обусловлена режимом обзора радиолокационной системы, так как в процессе обзора изменяются угловые соотношения между лучом антенны и постановщиком помех, а, следовательно, и угловое положение нулей диаграммы направленности относительно максимума основного лепестка. Всё это приводит к снижению пространственной **когерентности** принимаемых сигналов и, как следствие, к существенному снижению коэффициента подавления активной шумовой помехи [21].

Задачу обнаружения и оценку параметров сигнала на фоне пассивных помех (мешающих отражений от подстилающей поверхности, дискретных местных предметов, гидрометеорообразований, «ангелов», организованных дипольных помех) в радиолокационных станциях решает система селекции движущихся целей (СДЦ). В общем случае, пассивную помеху можно представить как колебания с флуктуациями частоты Доплера f , распределенными по нормальному закону со среднеквадратическим отклонением (СКО) σ_f относительно частоты Доплера f [22].

На протяжении нескольких десятилетий вопросам теории и практики систем СДЦ посвящено серьезное внимание научных работников и инженеров, например, в работах [23, 24]. Однако учитывая практическую значимость и повышение технических требований, в том числе по обнаружению на фоне интенсивных пассивных помех малоразмерных малоскоростных низколетящих воздушных объектов (например, мини- и микро-БПЛА) задача синтеза систем СДЦ остается весьма актуальной [25].

Для оценки качества подавления помех в устройствах СДЦ наиболее часто используют такие критерии, как коэффициент подавления, коэффициент улучшения отношения мощностей сигнала и помехи, коэффициент подпомеховой видимости и наблюдаемость сигнала движущейся цели [8]. В современных радиолокационных системах коэффициент подавления отражений от местных предметов, как правило, составляет не менее 55-60 дБ, а коэффициент подавления пассивных помех типа гидрометеобразований - не менее 40 дБ [26].

Максимальный коэффициент подавления будет определяться выбранной схемой системы СДЦ, спектральными характеристиками пассивной помехи и техническими характеристиками РЛС. При этом, очевидно, что максимальный коэффициент подавления пассивной помехи будет ограничен.

Известно, что спектр пассивной помехи представляет сумму энергетических спектров отдельных отражателей и имеет такую же форму, что и спектр одиночного отражателя [22]. Случайное движение элементарных отражателей приводит к расширению спектра, пропорциональному дисперсии скоростей элементарных отражателей. Расширение спектра происходит также за счет сканирования диаграммы направленности антенны РЛС.

Кроме того, на ширину спектра (его расширение) влияют следующие факторы: а) взаимное хаотическое перемещение отражателей в импульсном объеме под действием ветра, что приводит к межпериодному случайному изменению амплитуды и фазы помехи и, следовательно, расширению ее спектра; б) амплитудные и фазовые флуктуации помехи, что обусловлено обновлением части отражателей от периода к периоду следования при вращении антенны; в)

нестабильности параметров РЛС (частоты, амплитуды, длительности и периода следования зондирующего сигнала, частоты местного и когерентного гетеродинов приемника, коэффициента усиления приемника, параметров системы межпериодной обработки пачки), которые вызывают дополнительные амплитудные и фазовые флуктуации помехи [22].

Таким образом, все указанные факторы влияют на **когерентность** излучаемых и отраженных радиолокационных сигналов.

Современные РЛС являются системами с внутренней когерентностью [22, 23, 27, 28]. Это означает знание закономерности фазовой структуры излучаемого и отражённого сигналов, что в свою очередь обеспечивается высокой стабильностью генераторов опорной частоты, гетеродинов, системы синхронизации, а также идентичностью амплитудно-частотных характеристик фильтров, входящих в тракты передающего и приёмного устройства и др. Требования к стабильности параметров РЛС подробно приведены в [22].

Таким образом, эффективность подавления пассивной помехи будет полностью зависеть от когерентности радиолокационных сигналов.

В зависимости от когерентных свойств принимаемой пачки импульсов могут применяться различные методы обработки. Один из подходов к синтезу межпериодной обработки состоит в ее разбиении на две части: предварительное когерентное подавление пассивной помехи и последующее накопление полезного сигнала [29]. Когда интервал временной когерентности принимаемой пачки импульсов значительно меньше её длительности, используется некогерентное накопление пачки. При условии достаточно высокой степени когерентности принимаемой пачки импульсов (когда интервал когерентности принимаемой пачки импульсов превышает её длительность) межпериодная временная обработка сигналов может быть реализована её разбиением на режекцию пассивной помехи и когерентное накопление полезного сигнала. Также, при ограниченных аппаратных и вычислительных ресурсах возможно использование когерентно-некогерентного накопления. При этом, необходимо учитывать потери в обнаружении полезных

сигналов, возникающие в результате замены полностью когерентной обработки на частично когерентную [30].

В работах [31, 32] был предложен способ межпериодной обработки когерентной пачки импульсов, основанный на проекционном методе доплеровской фильтрации, и показана высокая эффективность данного метода по обнаружению малоскоростных воздушных объектов (в том числе малоразмерных и низколетящих) в сложной сигнально-помеховой обстановке - на фоне местных предметов (в горной местности). При этом, представляет интерес провести на основе проекционного метода доплеровской фильтрации синтез системы селекции движущихся целей в импульсной доплеровской РЛС с внутренней когерентностью с учетом когерентных свойств сигнала.

В алгоритмическом плане оптимальный режекторный фильтр пассивной помехи идентичен автокомпенсатору активной внешней помехи [33]. Различие между этими устройствами состоит только в используемом виде когерентности помех: при режекции пассивной помехи используется её временная когерентность, а при автокомпенсации активной помехи – пространственная когерентность.

Таким образом, при синтезе систем защиты от помех современных импульсных РЛС с внутренней когерентностью и повышения качества помехозащищенности становится актуальной задача оценки когерентности радиолокационных сигналов и помех, поступающих на вход радиолокационной системы.

Кроме рассмотренных выше радиолокационных систем, существует целый ряд радиофизических задач, в которых также требуется оценка когерентности принимаемого радиосигнала или когерентности самой радиоприемной системы. Данные задачи могут возникать в различных областях радиофизики – связи, электроники (физики полупроводников), навигации и др. [34-48]. Например, оценка когерентности сигналов может использоваться при анализе флуктуаций в автоколебательных системах, при исследовании шумов в наноразмерных структурах и др. [49, 50].

Термин «когерентность», как известно, заимствован из оптики, где его

используют для описания корреляции световых волн. Когерентность – это свойство двух процессов (полей), характеризующее их способность взаимно усиливать или ослаблять друг друга при сложении. Слово «**когерентность**» происходит от латинского слова *cohaerens* – *находящийся в связи*. Это понятие в равной мере применимо к колебаниям, к волнам любой физической природы любого диапазона частот [51].

В радиотехнических задачах понятие «**когерентность**» характеризует связь элементов одного и того же сигнала, определяя, тем самым, «жесткость» его структуры [52]. Когерентным является сигнал с закономерной фазовой структурой, то есть детерминированный сигнал, а некогерентным - шум (стохастический сигнал) или смесь детерминированного сигнала с шумом [8, 33, 53].

Рассмотрим теперь понятие когерентности применительно к радиолокации. Обработку сигналов в радиолокации, как правило, можно условно разделить на пространственную и временную. В силу этого отдельно рассматривают понятия временной когерентности и пространственной когерентности [51].

Понятие временной когерентности, в отличие от данного выше определения, относят к одному сигналу (непрерывному, импульсному, пачке импульсов). Этот сигнал может быть, как детерминированным, так и случайным. Когерентным во времени называют сигнал, обладающий на интервале наблюдения закономерной фазовой структурой. Примерами радиолокационных сигналов с временной когерентностью являются детерминированный сигнал, то есть сигнал с полностью известными параметрами, и квазидетерминированный сигнал, то есть сигнал, у которого случайными являются начальная фаза и амплитуда. Когерентным можно считать также флуктуирующий случайный сигнал, наблюдаемый на ограниченном временном промежутке, не превышающем интервал корреляции флуктуаций [51].

При этом, существуют сложные сигнально-помеховые ситуации, когда без точного (количественного) критерия оценка когерентных свойств сигнала становится весьма проблематичной, например, в случае флуктуаций параметров сигнала (амплитуды, частоты, фазы). Спектрально-корреляционная теория в рамках статистической радиотехники дает достаточно исчерпывающий анализ

случайных процессов: смеси детерминированного сигнала и шума, их характеристики, флуктуаций параметров сигнала, различные частные случаи и т.д. [54-57]. Однако используемый для оценки когерентности сигналов корреляционный анализ и его математический аппарат достаточно сложен, что в практических инженерных приложениях вызывает существенные затруднения. Поэтому задача получения количественной оценки степени когерентности сигналов является достаточно актуальной для целого ряда радиофизических приложений.

Степень разработанности темы исследования

Известны различные частные показатели когерентности, в том числе радиолокационных сигналов [8, 58, 59]. В том или ином виде данные показатели сводятся к оценке доли суммарной энергии сигнала, заключённой в его полезной составляющей. К основным недостаткам данных мер следует отнести необходимость априорного знания формы полезной составляющей сигнала. В работе [60] был предложен метод оценки степени когерентности радиолокационных сигналов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы. Предложенная мера имеет более универсальный характер и имеет ряд существенных достоинств по сравнению с известными методами, например, инвариантность относительно формы сигнала и возможность вычисления оценки на основе выборочной корреляционной матрицы сигнала при отсутствии априорных данных.

На основе оценки когерентных свойств радиолокационных сигналов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы в работах [12, 61] был предложен и исследован метод селекции активных имитирующих сигналоподобных радиопомех. Суть данного подхода строится на предположении, что сигнал радиолокационной системы и имитационной помехи (то есть сигнал системы формирования имитирующей сигналоподобной помехи - ретранслятора) при прочих равных условиях будут иметь различную степень когерентности, что обусловлено неидентичностью характеристик данных систем

(АЧХ фильтров передающего и приёмного устройства, частоты квантования аналого-цифрового преобразователя и др.). В работе [61] было показано, что среди основных факторов, влияющих на степень когерентности радиолокационных сигналов являются: флуктуации параметров сигнала (амплитуды, частоты, фазы), вызванные собственным шумом радиотехнической системы; постоянные флуктуации параметров радиолокационного сигнала, обусловленные техническими характеристиками радиотехнических устройств и влияющие на их стабильность; искажения спектра сигнала в частотно-избирательных системах, вызванные рассогласованием спектра принимаемого сигнала и АЧХ фильтра. Полученный в ходе экспериментальных исследований эффект различия степени когерентности сигналов, отраженных от реальных воздушных объектов, и сигнала помехи, подтвердил возможность селекции активной имитирующей сигналоподобной помехи. Рассмотренный метод, кроме радиолокационных систем, также может быть использован при защите от имитирующих сигналоподобных помех систем радиосвязи и радионавигации.

В работе [62] проведен анализ степени когерентности радиолокационного сигнала в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы, образованного случайным наложением двух плоских волновых фронтов, принимаемых антенной решеткой с различных направлений.

Однако, в работах [12, 58-62] рассматривалась модель аддитивной смеси детерминированного сигнала (суммы сигналов) на фоне гауссового шума и не учитывались флуктуации параметров сигнала (частоты, фазы). При этом, как было показано в приведенных выше работах, в большинстве практических задач при оценке когерентности сигналов и помех в радиоприемных устройствах необходим учет флуктуационных процессов. Поэтому, как с теоретической, так и с практической точки зрения представляет интерес задача анализа степени когерентности сигналов с флуктуациями параметров (амплитуды, частоты, фазы).

Таким образом, становятся **актуальными** задачи исследования когерентных свойств радиолокационных сигналов и помех, а также синтеза алгоритмов пространственно-временной обработки, требующих учета когерентных свойств

радиолокационных сигналов и помех, поступающих на вход радиолокационной системы.

Цель работы:

Целью работы является исследование когерентных свойств радиолокационных сигналов и помех для повышения эффективности пространственно-временной обработки импульсных радиолокационных систем.

Задачи работы:

1. Провести анализ степени когерентности радиолокационных сигналов с флуктуациями параметров.
2. Провести анализ степени когерентности активных шумовых помех с учётом влияния ширины частотного диапазона помех, влияния нестационарности помеховой обстановки и влияния времени воздействия активной шумовой помехи.
3. Провести анализ когерентности радиолокационных сигналов, отраженных от источников пассивных помех с учетом их спектральных свойств.
4. Обосновать преимущества использования интерполяции коэффициентов настройки автокомпенсатора шумовой активной помехи с непосредственным обращением корреляционной матрицы помехи в условиях нестационарной помеховой обстановки.
5. Синтезировать и провести оценку когерентных свойств системы селекции движущихся целей на основе проекционного метода межпериодной обработки полностью когерентной пачки импульсов.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Полученные математические модели когерентности в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным числам выборочной корреляционной матрицы позволяют дать количественную оценку когерентных, частично когерентных и некогерентных процессов при амплитудных, частотных и фазовых флуктуациях.

2. Полученная оценка степени когерентности в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным числам выборочной корреляционной матрицы позволяет дать когерентным свойствам активных шумовых помех количественную оценку, в том числе дать количественную оценку широкополосной и узкополосной активной шумовой помехи.

3. Полученная оценка степени когерентности в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным числам выборочной корреляционной матрицы позволяет дать когерентным свойствам пассивных помех количественную оценку, в том числе позволяет дать оценку максимального коэффициента подавления пассивной помехи и качественную оценку максимальной подпомеховой видимости в системе селекции движущихся целей импульсных РЛС.

4. Полученная оценка степени когерентности в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным числам выборочной корреляционной матрицы позволяет обосновать использование квазиоптимального проекционного метода доплеровской фильтрации при синтезе системы селекции движущихся целей когерентной импульсной РЛС.

Научная новизна работы:

1. Предложен новый метод оценки степени когерентности сигналов с флуктуациями параметров (амплитуды, частоты, фазы) на основе оценки энтропии в виде распределения энергии сигнала по собственным числам выборочной корреляционной матрицы. В отличие от существующих методов, оценка когерентности позволяет давать количественную оценку процессов с различным уровнем и видом флуктуаций (амплитудных, фазовых, частотных).

2. Предложен новый метод оценки степени когерентности активных шумовых помех в импульсных радиолокационных системах на основе оценки энтропии в виде распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы. В отличие от существующих методов позволяет придать

спектральным свойствам (узкополосная, широкополосная) активных помех количественную оценку.

3. Предложен новый метод оценки степени когерентности пассивных помех в импульсных радиолокационных системах на основе оценки энтропии в виде распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы. Впервые обоснована возможность использования меры когерентности для качественной оценки максимальной подпомеховой видимости и максимального коэффициента подавления пассивной помехи.

4. Впервые обоснована возможность использования проекционного метода квазиоптимальной межпериодной временной обработки пачки импульсов на фоне пассивной помехи с заданными корреляционными свойствами для синтеза системы селекции движущихся целей импульсной РЛС с учетом степени когерентности принимаемого сигнала.

Теоретическая значимость работы:

Теоретически обосновано использование энтропии распределения энергии сигнала по собственным числам выборочной корреляционной матрицы для количественной оценки степени когерентности сигналов с фазо-частотными флуктуациями. Это позволяет использовать оценку степени когерентности для решения задач, в которых требуется анализ параметров сигналов при прохождении (распространении) в среде или через различные радиотехнические системы – в радиолокационных системах, в радиофизических измерительных системах, в задачах исследования электромагнитной обстановки, в задачах обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств, в системах радионавигации и радиосвязи.

Практическая значимость работы:

1. Предложенные методики оценки степени когерентности сигналов и помех могут быть использованы при проектировании систем пространственно-временной обработки сигналов современных радиолокационных систем.

2. Запатентованный способ селекции движущихся целей позволил обеспечить характеристики обнаружения воздушных объектов на фоне пассивных помех в радиолокационных станциях L-диапазона.

3. Запатентованный способ формирования весового коэффициента автокомпенсатора позволил компенсировать активную шумовую помеху при работе в условиях нестационарной помеховой обстановки, связанной со сканированием диаграммы направленности антенны РЛС, или перемещения в пространстве помехопостановщика за период обзора.

Методология и методы исследования

Для решения поставленных в диссертационной работе задач применялись методы статистической радиофизики, математического моделирования, математической статистики и теории вероятностей. Исследования проводились с использованием имитационного компьютерного моделирования.

Степень обоснованности и достоверности научных положений, результатов проведенных исследований и выводов

Обоснованность теоретических положений диссертационного исследования основывается на использовании классических методов теории вероятностей, математической статистики, статистической радиофизики, статистической радиотехники, теории матриц и теоретической радиолокации. Также, проведенные в работе исследования базируются на методах математического моделирования.

Достоверность результатов обеспечена экспериментальной проверкой с использованием высокотехнологичной аппаратуры и подтверждена сопоставлением результатов математического моделирования с натурными испытаниями.

Результаты согласуются с современными научными представлениями и данными, полученными при обзоре отечественных и зарубежных источников.

Приоритет и новизна полученных результатов подтверждена наличием двух действующих патентов на изобретения.

Публикации и апробация результатов работы

По теме диссертации автором опубликованы 25 работ: 8 статей в изданиях, рекомендованных ВАК (из них 6 по специальности 1.3.4 - Радиофизика; 5 статей в ведущих изданиях, индексируемых в международных базах данных Web of Science, Scopus); 2 патента РФ на изобретение; 1 статья в региональном научном издании; 4 статьи и тезиса докладов в сборниках трудов международных научных конференций; 1 тезис доклада в сборниках трудов всероссийских научных конференций; 9 тезисов докладов в сборниках трудов региональных научных конференций.

Результаты диссертационной работы представлялись:

- на международных конференциях: на 12-й международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации» (г. Владимир, 2017), на 14-й международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации» (г. Владимир, 2021), на XXVIII-й конференции "Радиолокация, навигация, связь RLNC*2022" (г. Воронеж, 2022);
- на всероссийских конференциях: на IV-й научно-технической конференции «Радиолокация. Теория и практика» (г. Нижний Новгород, 2022);
- на региональных конференциях: на XIV-й, XV-й, XVI-й, XIX-й, XXIV-й, XXV-й, XXVI-й, XXVII-й научных конференциях по радиофизике (г. Нижний Новгород, ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2010, 2011, 2012, 2015, 2020, 2021, 2022, 2023).

Личный вклад

Основные теоретические результаты, выводы и заключения получены автором в Нижегородском государственном университете им. Н.И. Лобачевского. Основные экспериментальные исследования проведены с непосредственным участием автора в АО «Федеральный научно-производственный центр

«Нижегородский научно-исследовательский институт радиотехники» (АО «ФНПЦ «ННИИРТ»).

Ряд работ, выполненных в рамках данного диссертационного исследования, носит комплексный характер и потребовал усилий коллектива специалистов, принимавших участие в проведении теоретических и экспериментальных исследований. В частности, в диссертации содержатся научные результаты, полученные совместно с научным руководителем д.т.н., доцентом Е.С. Фитасовым. Часть исследований является логическим развитием и практическим применением результатов кандидатской диссертации ведущего научного сотрудника АО «ФНПЦ «ННИИРТ» к.ф.-м.н. П.В. Михеева. Кроме того, часть исследований была проведена совместно с заместителем начальника кафедры Ярославского зенитно-ракетного института противовоздушной обороны к.т.н., доцентом В.В. Насоновым.

К числу значимых результатов, полученных лично автором, следует отнести:

1. Исследование степени когерентности радиолокационных сигналов с флуктуациями амплитуды, частоты и фазы, когерентности активных шумовых и пассивных помех.
2. Обоснование использования квазиоптимального проекционного метода селекции движущихся целей импульсной РЛС с учетом когерентности принимаемой пачки импульсов.
3. Синтез системы селекции движущихся целей на основе проекционного метода доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов.
4. Проведение компьютерного моделирования и обработка результатов натурных экспериментов по реализации системы автокомпенсации активных шумовых помех с интерполяцией весовых коэффициентов.

Краткое содержание работы.

В первой главе проводится анализ степени когерентности радиолокационных сигналов с флуктуациями параметров. Рассматриваются два случая для гауссовых флуктуаций с ограниченной дисперсией: амплитуды, частоты и фазы. В качестве количественной меры степени когерентности сигналов использовалась энтропия

распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы. Показано, что энтропия распределения энергии сигнала по собственным подпространствам корреляционной матрицы позволяет получить количественную оценку степени когерентности сигналов.

Во второй главе проведен анализ степени когерентности активных шумовых помех (АШП) в радиолокационных системах. В качестве количественной меры степени когерентности помехи использовалась энтропия распределения собственных чисел корреляционной матрицы помехи. Проведен анализ основных факторов, влияющих на когерентность активной шумовой помехи – влияние ширины спектра помехи и влияние нестационарности помеховой обстановки, связанной с изменением в процессе радиолокационного наблюдения угловых соотношений между лучом антенной решетки и источником помехи. Показано, что анализ когерентности активной шумовой помехи позволяет дать количественную оценку понятия «широкополосной помехи» и «узкополосной помехи».

В третьей главе проведен анализ степени когерентности радиолокационных сигналов, отраженных от источников пассивных помех с различными спектральными характеристиками, обусловленными различной скоростью ветра. В качестве количественной меры степени когерентности помехи использовалась энтропия распределения собственных чисел корреляционной матрицы пассивной помехи. Показано, что значение энтропии может быть использовано для оценки максимального коэффициента подавления пассивной помехи. Приведены зависимости отношения мощностей помеха/шум от среднеквадратической ширины спектра пассивной помехи для различных значений длины выборки процесса и длины волны. Проведена оценка когерентности аддитивной смеси сигналов, отраженных от источника помехи и цели. Показано, что мера когерентности радиолокационных сигналов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы позволяет дать оценку максимальной подпомеховой видимости.

В четвертой главе проведен синтез системы автокомпенсации активных шумовых помех в условиях нестационарной помеховой обстановки. Рассмотрен

алгоритм трехканального автокомпенсатора активной шумовой помехи на основе метода непосредственного обращения корреляционной матрицы помех при гауссовском распределении мешающих сигналов с вырожденной корреляционной матрицей. Предложен алгоритм повышения эффективности работы автокомпенсатора, основанный на процедуре линейной интерполяции коэффициентов настройки. Показано, что использование процедуры линейной интерполяции весовых коэффициентов позволяет увеличить коэффициент подавления помехи в случае нестационарной помеховой обстановки. Получена зависимость коэффициента подавления от величины временного интервала между зонами вычисления коэффициентов настройки автокомпенсатора. Показано, что данная зависимость позволяет оптимальным образом синтезировать систему компенсации помех, обеспечивая требуемый коэффициент подавления при минимальных потерях в отношении сигнал/шум при обнаружении сигнала системой временной межпериодной обработки.

Рассмотрен метод квазиоптимальной обработки когерентной пачки импульсов, принимаемой на фоне пассивных внешних помех и собственного шума, основанный на аппроксимации неизвестной обратной корреляционной матрицы помех матрицей-проектором на подпространство, ортогональное подпространству помех. Проведен синтез системы селекции движущихся целей когерентной импульсной РЛС на основе проекционного метода доплеровской фильтрации. Получена оценка когерентных свойств системы межпериодной обработки пачки радиолокационных импульсов. Обосновано использование квазиоптимального проекционного метода селекции движущихся целей импульсной РЛС с учетом когерентности принимаемой пачки импульсов.

Диссертация подготовлена в Нижегородском государственном университете им. Н.И. Лобачевского. Автор выражает глубокую признательность и благодарность научному руководителю – заведующему кафедрой радиотехники радиофизического факультета, доктору технических наук, доценту Фитасову Евгению Сергеевичу. Автор также выражает глубокую благодарность профессору-консультанту кафедры радиотехники радиофизического факультета, лауреату

премии Правительства РФ в области науки и техники, доктору технических наук, профессору Орлову Игорю Яковлевичу, участвовавшему в обсуждении положений, задач и экспериментальных результатов диссертации. Диссертант благодарен профессору кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи радиофизического факультета, доктору физико-математических наук, профессору Якимову Аркадию Викторовичу за обсуждение ряда вопросов и полезные рекомендации. Кроме того, автор выражает глубокую благодарность своим коллегам в ННГУ им. Н.И. Лобачевского, а также заместителю начальника кафедры Ярославского зенитно-ракетного института противовоздушной обороны, подполковнику, к.т.н., доценту Насонову Василию Васильевичу.

ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СТЕПЕНИ КОГЕРЕНТНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ФЛУКТУАЦИЯМИ ПАРАМЕТРОВ

В главе 1 проводится анализ степени когерентности радиолокационных сигналов с флуктуациями параметров. Рассматриваются два случая для гауссовых флуктуаций с ограниченной дисперсией: амплитуды, частоты и фазы. В качестве количественной меры степени когерентности сигналов используется энтропия распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы. Анализ проводится для случая, когда флуктуации представляют собой медленный нормально распределенный стационарный процесс.

Основные результаты главы опубликованы в работах [63-66].

1.1. Оценка степени когерентности радиолокационных сигналов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы

Рассмотрим математическую модель оценки степени когерентности сигналов с флуктуациями параметров на примере радиолокационных сигналов, принимаемых радиолокационной системой на фоне собственного шума.

Ниже будут рассматриваться только дискретные сигналы, образующие конечное множество отсчетов (чисел), которое для удобства анализа будем представлять в виде вектора столбца фиксированной размерности N . Это, например, может быть пачка импульсов (каждый импульс соответствует определенной компоненте вектора сигнала), совокупность выходных сигналов элементов антенной решетки, конечная реализация дискретизированного по времени процесса и т.д.

Пусть радиолокационной системой принимается отраженный от цели эхо-сигнал, представляющий собой аддитивную смесь детерминированного сигнала,

характеризующегося неслучайным вектором сигнала \mathbf{X} , и собственного шума приемного канала \mathbf{Z} , распределенного в общем случае по гауссовскому (нормальному) закону [8]:

$$\mathbf{Y} = a \cdot \mathbf{X} + \mathbf{Z}, \quad (1.1)$$

где a – фиксированный амплитудный множитель, \mathbf{Z} – вектор шума с корреляционной матрицей $\langle \mathbf{Z}\mathbf{Z}^* \rangle = \sigma^2 \mathbf{I}$ (\mathbf{I} – единичная матрица, а σ^2 – мощность каждой из компонент вектора \mathbf{Z} , $\langle \rangle$ – знак статистического усреднения), $*$ – знак эрмитова сопряжения.

При этом комплексная амплитуда отражённого радиолокационного сигнала от точечной воздушной цели (в предположении его полной когерентности) имеет межпериодную временную структуру, характеризуемую вектором [8]

$$\mathbf{X} = (e^{-j(fT)}, e^{-j(2fT)}, \dots, e^{-j(NfT)})^*, \quad (1.2)$$

где T – период зондирования радиолокационных импульсов;

N – количество импульсов в принимаемой пачке сигналов;

f – частота Доплера.

Корреляционная матрица (КМ) принимаемого детерминированного сигнала будет иметь вид [8]

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{X}\mathbf{X}^* \rangle. \quad (1.3)$$

С учетом собственного шума единичной мощности КМ будет иметь вид:

$$\mathbf{\Phi} = \mathbf{R} + \mathbf{I}. \quad (1.4)$$

В соответствии с [60] показатель энтропии равен:

$$H = -\sum_{i=1}^N \lambda_{0i} \ln(\lambda_{0i}), \quad (1.5)$$

где $\lambda_{0i} = \frac{\lambda_i}{\text{Sp } \mathbf{\Phi}}$ – нормированные собственные значения матрицы $\mathbf{\Phi}$; $\text{Sp } \mathbf{\Phi}$ – след (сумма диагональных элементов) матрицы $\mathbf{\Phi}$.

В случае детерминированного сигнала КМ имеет единичный ранг, а её нормированные собственные значения удовлетворяют равенствам $\lambda_{01} = 1$, $\lambda_{02} = \dots = \lambda_{0N} = 0$. При этом энтропия H имеет минимально возможное нулевое

значение, то есть детерминированный сигнал является полностью когерентным.

В случае случайного гауссового процесса с равными по мощности и некоррелированными компонентами (собственный шум) КМ является диагональной с равными между собой элементами главной диагонали. Нормированные собственные значения удовлетворяют при этом соотношениям $\lambda_{01} = \dots = \lambda_{0N} = \frac{1}{N}$, а энтропия распределения энергии сигнала равна $H = \ln(N)$.

В случае аддитивной смеси детерминированного сигнала и гауссового шума (1.1) нормированные собственные числа будут равны [60]

$$\lambda_{01} = \frac{q^2 N + 1}{q^2 N + N}, \lambda_{02} = \dots = \lambda_{0N} = \frac{1}{q^2 N + N}, \quad (1.6)$$

а значение энтропии будет соответствовать:

$$H(q) = \ln(q^2 N + N) - \frac{q^2 N + 1}{q^2 N + N} \cdot \ln(q^2 N + 1), \quad (1.7)$$

где $q^2 = \frac{a^2}{\sigma^2}$ – отношение сигнал/шум (ОСШ).

На основе выражений (1.5) – (1.7) построена математическая модель расчета значений энтропии H от отношения сигнал/шум q [63].

На рис. 1.1 приведён график зависимости значений энтропии аддитивной смеси детерминированного синусоидального сигнала и собственного шума от отношения сигнал/шум для различных значений длины выборки процесса N .

Как видно из графиков на рис. 1.1, по мере увеличения отношения сигнал/шум значения энтропии H стремятся к нулю, то есть процесс становится полностью когерентным. При ОСШ, стремящимся к нулю, энтропия стремится к значению $\ln(N)$.

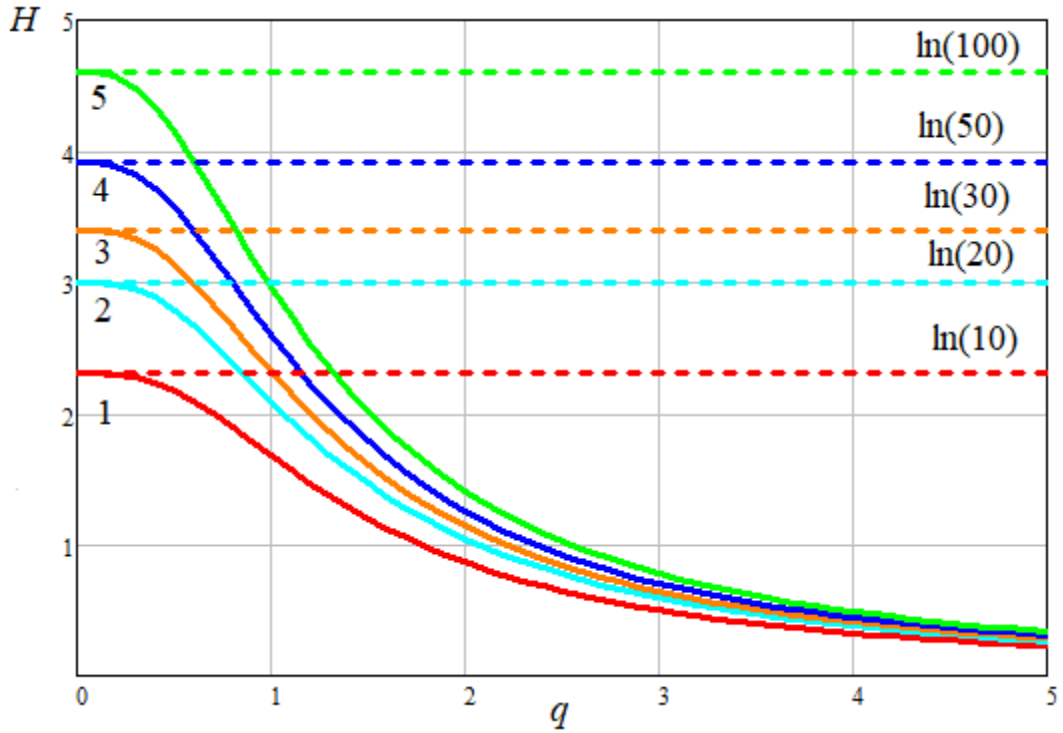


Рис. 1.1. Зависимость значений энтропии от ОСШ для аддитивной смеси детерминированного сигнала и собственного шума для различных значений длины выборки процесса N : кривая 1 – $N=10$; кривая 2 – $N=20$; кривая 3 – $N=30$; кривая 4 – $N=50$; кривая 5 – $N=100$

Пусть принимаемый радиолокационной системой сигнал представляет собой сумму двух некоррелированных между собой сигналов и собственного шума единичной мощности. Тогда корреляционная матрица Φ будет иметь вид

$$\Phi = \mathbf{I} + \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_1^* + \mathbf{X}_2 \mathbf{X}_2^*.$$

Эту матрицу можно представить в виде разложения по матричным проекторам:

$$\mathbf{X} = (\mathbf{I} - \mathbf{U}_1 \mathbf{U}_1^* - \mathbf{U}_2 \mathbf{U}_2^*) + \lambda_1 \mathbf{U}_1 \mathbf{U}_1^* + \lambda_2 \mathbf{U}_2 \mathbf{U}_2^*, \quad (1.8)$$

где $\mathbf{U}_{1,2}$ и $\lambda_{1,2}$ – собственные вектора и собственные числа матрицы Φ .

Собственные числа матрицы Φ имеют вид [16]

$$\begin{cases} \lambda_{1,2} = 1 + \frac{N(\nu_1 + \nu_2)}{2} \pm \sqrt{\frac{N^2(\nu_1 - \nu_2)^2}{4} + \nu_1 \nu_2 |\Phi_1^* \Phi_2|^2}, \\ \lambda_3 = \lambda_4 = \dots = \lambda_N = 1 \end{cases}, \quad (1.9)$$

при этом, $\mathbf{X}_1^* \mathbf{X}_1 = N$ и $\mathbf{X}_2^* \mathbf{X}_2 = N$.

В случае равных мощностей сигналов нормированные собственные значения

КМ будут определяться соотношениями:

$$\lambda_{01} = \frac{q^2(N + |F_{12}|) + 1}{2 \cdot q^2 N + N}, \lambda_{02} = \frac{q^2(N - |F_{12}|) + 1}{2 \cdot q^2 N + N}, \lambda_{03} = \dots = \lambda_{0N} = \frac{1}{2 \cdot q^2 N + N}, \quad (1.10)$$

где $F_{12} = \mathbf{X}_1^* \mathbf{X}_2$ – скалярное произведение векторов \mathbf{X}_1 и \mathbf{X}_2 , модуль которого изменяется от 0 до N .

На рис. 1.2 приведен соответствующий выражению (1.5) график зависимости значений энтропии аддитивной смеси двух детерминированных гармонических сигналов и собственного шума от отношения сигнал/шум q (ОСШ) для различных значений величины скалярного произведения $F_{12} = \mathbf{X}_1^* \mathbf{X}_2$ (при $N=10$).

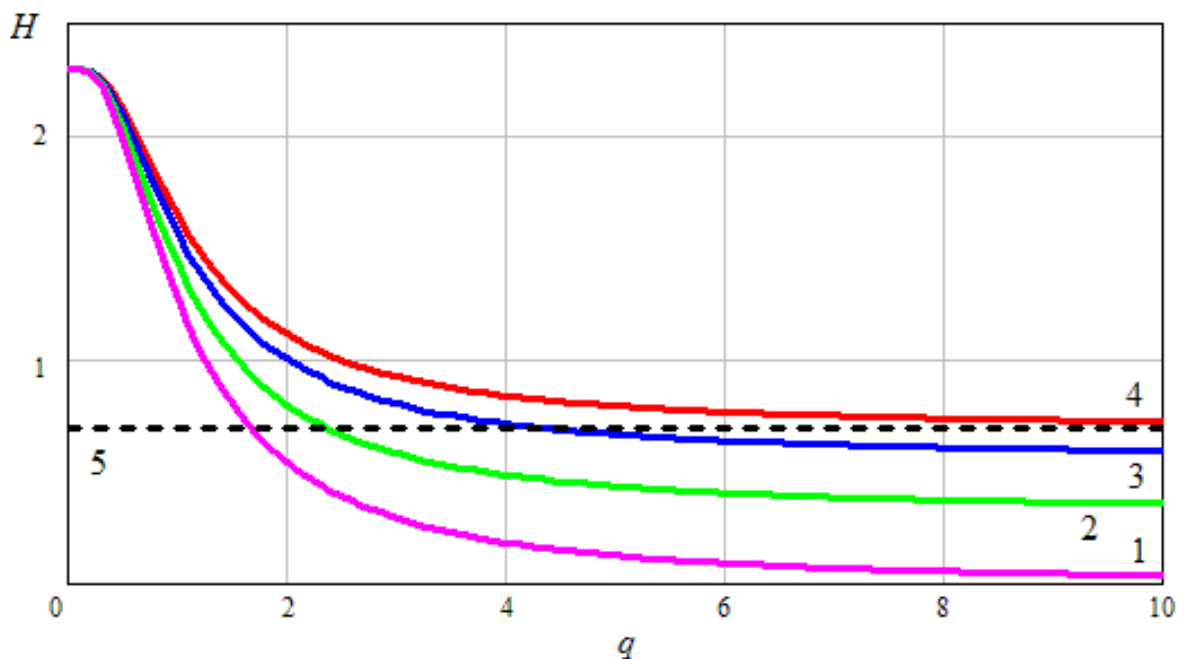


Рис. 1.2. Зависимость значений энтропии от ОСШ для аддитивной смеси суммы двух детерминированных сигналов и собственного шума для различных значений скалярного произведения векторов $F_{12} = \mathbf{X}_1^* \mathbf{X}_2$ (длина выборки процесса $N=10$):
кривая 1 – $F_{12} = 0$; кривая 2 – $F_{12} = 5$; кривая 3 – $F_{12} = 8$; кривая 4 – $F_{12} = 10$

Из анализа рис. 1.2 видно, что при $|F_{12}| = 10$ (кривая 4) и по мере увеличения отношения сигнал/шум (при $q \rightarrow \infty$) значение энтропии H стремится к нулю. Это согласуется с приведенным выше примером аддитивной смеси детерминированного сигнала и гауссового шума. По мере уменьшения величины

$|F_{12}|$ энтропия распределения энергии сигнала монотонно уменьшается, достигая своего минимального значения $H = \ln 2$ при $F_{12} = 0$, то есть когда векторы \mathbf{X}_1 и \mathbf{X}_2 становятся ортогональными [63].

Очевидно, что более сложной для анализа является задача оценки степени когерентности сигналов с флуктуациями фазы и частоты (производной от фазы). При этом случай флуктуаций амплитуды сигнала будет аналогичен аддитивной смеси детерминированного сигнала и собственного шума. При флуктуации амплитуды импульсов пачки различают два случая: быстрые (независимые) флуктуации, когда амплитуда успевает изменяться от импульса к импульсу, и медленные (дружные) флуктуации, когда амплитуда импульсов изменяется от пачки к пачке [23]. Когерентным будет сигнал, полученный из детерминированного умножением на случайную амплитуду, так как флуктуации элементов такого сигнала являются дружными и не нарушают жесткости его структуры [60].

В данном случае, входной сигнал можно представить как сумму произвольного числа M внешних источников некоррелированных сигналов с линейно независимыми векторами $\mathbf{X}_1 \dots \mathbf{X}_M$ и корреляционная матрица Φ будет иметь вид:

$$\Phi = \mathbf{I} + \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_1^* + \mathbf{X}_2 \mathbf{X}_2^* + \dots + \mathbf{X}_M \mathbf{X}_M^*.$$

При этом КМ Φ будет иметь M отличных от единицы нормированных собственных значений $\lambda_{01}, \lambda_{02}, \lambda_{03} \dots \lambda_{0M}, \lambda_{0(M+1)} = \dots = 1$.

Таким образом, значение энтропии квазидетерминированного сигнала с флуктуациями параметров (частоты или фазы) можно представить следующим образом

$$H_1 = - \left[\sum_{i=1}^M \lambda_{0i} \ln(\lambda_{0i}) + \sum_{i=M+1}^N \lambda_{0i} \ln(\lambda_{0i}) \right]. \quad (1.11)$$

Выражение (1.11) означает, что при увеличении отношения сигнал/шум минимальное значение энтропии будет стремиться не к нулю, как в случае детерминированного сигнала, а к значению

$$H_1^{\min} = -\sum_{i=1}^M \lambda_{0i} \ln(\lambda_{0i}), \quad (1.12)$$

которое будет определяться значениями M отличных от нуля собственных чисел корреляционной матрицы помехи Φ .

Выражения для собственных чисел и энтропии, в данном случае, будут иметь достаточно сложный вид. Тогда ограничимся случаем ортогональных сигналов ($|F_{1..M,1..M}| = 0$), значения собственных чисел КМ можно представить следующим образом

$$\lambda_{01} = \lambda_{02} = \dots = \lambda_{0M} = \frac{q^2 N + 1}{M \cdot q^2 N + N}, \quad \lambda_{0M+1} = \dots = \lambda_{0N} = \frac{1}{M \cdot q^2 N + N}, \quad (1.13)$$

На рис. 1.3 приведен соответствующий выражению (1.5) график зависимости значений энтропии суммы произвольного числа M некоррелированных сигналов с линейно независимыми ортогональными векторами $X_1 \dots X_M$ и собственного шума от отношения сигнал-шум (ОСШ) для различных значений M .

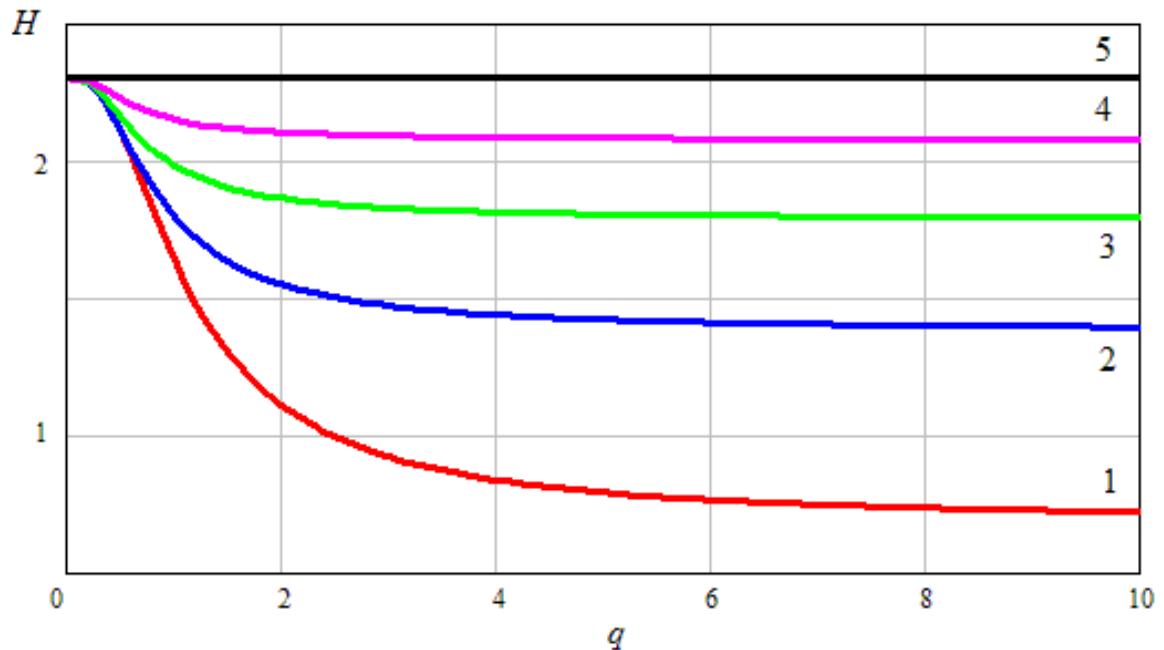


Рис. 1.3. Зависимость значений энтропии от ОСШ суммы M некоррелированных сигналов с линейно независимыми ортогональными векторами $X_1 \dots X_M$:
 кривая 1 – $M = 2$; кривая 2 – $M = 4$; кривая 3 – $M = 6$; кривая 4 – $M = 8$;
 кривая 5 – $M = 10$

Из анализа рис 1.3 видно, что энтропия распределения энергии сигнала монотонно уменьшается, достигая своего минимального значения $H = \ln M$.

Очевидно, что для случая флуктуаций параметров (фазы, частоты) распределение собственных чисел корреляционной матрицы помехи Φ будет иметь более сложный вид, который, в свою очередь, будет определяться распределениями фазы и производной от фазы (частоты) [67]. Поэтому приведенная выше модель показывает лишь предельные случаи ортогональных сигналов и качественное поведение оценки энтропии процесса. Далее при оценке когерентности сигналов с флуктуациями параметров ограничимся представлением численных расчетов.

1.2. Когерентность сигналов с флуктуациями фазы

Проведем оценку когерентности сигналов с флуктуациями фазы. В данном случае модель входного процесса, представленного выражениями (1.1) и (1.2), принимает вид:

$$\mathbf{X}_\phi = (e^{-j(fT+\phi_1)}, e^{-j(2fT+\phi_2)}, \dots, e^{-j(NfT+\phi_N)})^*, \quad (1.14)$$

$\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_N$ – случайные фазы, распределенные по нормальному закону со среднеквадратическим отклонением (СКО) σ_ϕ .

Распределение фазы сигнала ϕ будет определяться выражением [48, 49]:

$$W(\phi) = \frac{1}{2\pi} \cdot e^{-\frac{q^2}{2}} + \frac{q \cdot \cos \phi}{\sqrt{2\pi}} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{-\infty}^{q \cdot \cos \phi} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \right) \cdot e^{-\frac{q^2 \cdot \sin^2 \phi}{2}}, \quad (1.15)$$

где $q = \frac{a}{\sigma}$, при значениях ОСШ $q \geq 3$ распределение фазы стремится к нормальному.

Дисперсия фазы равна [55]:

$$D(q) = \frac{\pi^2}{3} + 4\pi \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{n^2} \cdot \frac{(-1)^n \cdot \Gamma\left(1 + \frac{n}{2}\right) \cdot q^n \cdot F_1\left(\frac{n}{2}, n+1, \frac{-q^2}{2}\right)}{\pi \cdot n! \cdot \sqrt{2^n}} \right], \quad (1.16)$$

где $\Gamma()$ – гамма-функция, $F_1()$ – вырожденная гипергеометрическая функция.

Можно предположить, что при некотором фиксированном значении среднеквадратического отклонения случайной фазы $\sigma_\varphi = D(q)^{0.5}$ распределение фазы будет соответствовать конкретному значению ОСШ. Рис. 1.4 иллюстрирует данную зависимость.

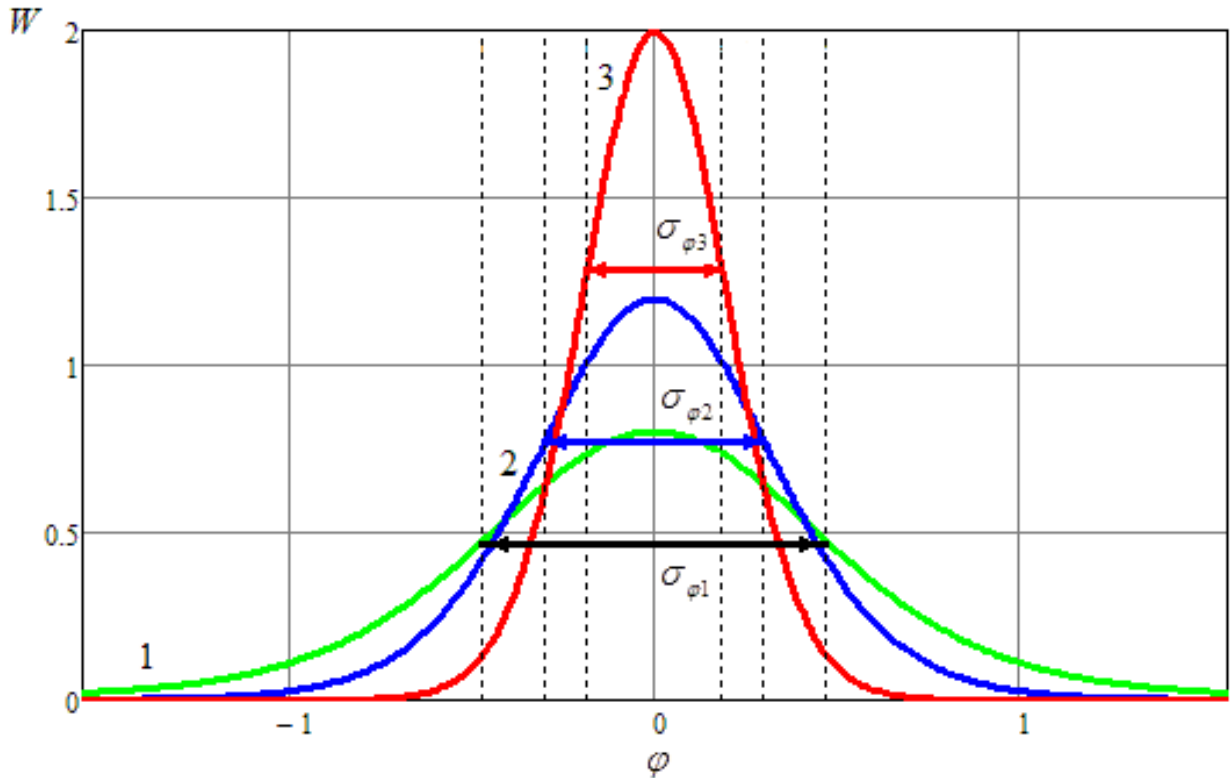


Рис. 1.4. Распределение фазы аддитивной смеси квазидетерминированного сигнала и собственного шума при ОСШ 1 - $q_1=2$; 2 - $q_2=3$; 3 - $q_3=5$;

$$\text{СКО фазы } \sigma_{\varphi 1}=D(q_1)^{0.5}; \sigma_{\varphi 2}=D(q_2)^{0.5}; \sigma_{\varphi 3}=D(q_3)^{0.5}$$

Таким образом, значение энтропии (1.12) $H_1^{\min}(q)$ квазидетерминированного сигнала с флуктуациями фазы, распределенного по нормальному закону, с СКО σ_φ при ОСШ $q \rightarrow \infty$, будет стремиться к значению энтропии выражения (1.7) при некотором фиксированном значении q_0 :

$$H_1^{\min}(q) = H(q_0). \quad (1.17)$$

На рис. 1.5 показаны результаты математического моделирования оценки энтропии аддитивной смеси квазидетерминированного сигнала со случайной

фазой, распределенного по нормальному закону, и гауссового шума (кривые 1, 2, 3). Длина выборки процесса $N=10$. Значения $\sigma_{\varphi 1}, \sigma_{\varphi 2}, \sigma_{\varphi 3}$, соответствуют СКО распределения фазы при значениях ОСШ $q_1=2, q_2=3, q_3=5$ (рис. 1.4). Кривая 4 соответствует аддитивной смеси детерминированного сигнала без фазовых флуктуаций и гауссового шума, в соответствии с выражением (1.7). Прямые 5, 6, 7 соответствуют значению $H_1^{\min}(q) = H(q_0)$ выражения (1.17), к которому стремится энтропия квазидетерминированного сигнала со случайной фазой при ОСШ $q \rightarrow \infty$ [56].

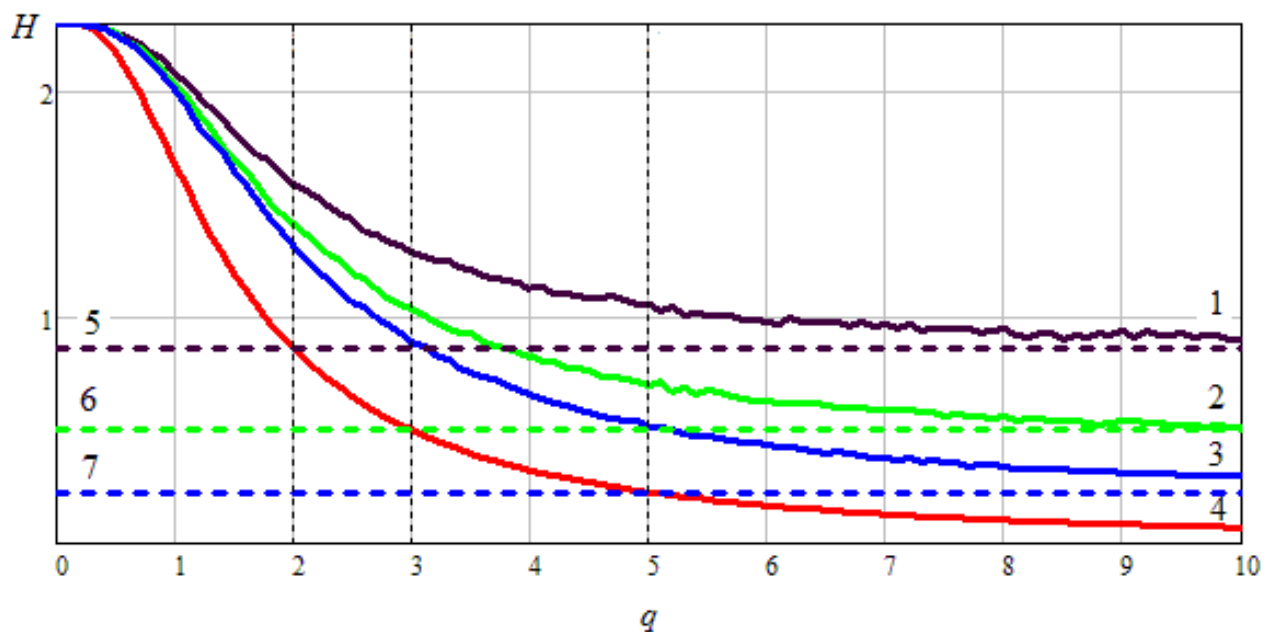


Рис. 1.5. Оценка энтропии аддитивной смеси квазидетерминированного сигнала со случайной фазой, распределенного по нормальному закону с СКО $\sigma_{\varphi 1}, \sigma_{\varphi 2}, \sigma_{\varphi 3}$, и гауссового шума

При оценке энтропии процесса (кривые 1, 2, 3) в соответствии с выражением (1.5) вычислялись собственные числа $\lambda_{01}, \lambda_{02}, \lambda_{03} \dots \lambda_{0N}$ корреляционной матрицы Φ (1.4). На практике точное значение корреляционной матрицы помехи, как правило, неизвестно и поэтому приходится использовать её оценку (максимально правдоподобную оценку), получаемую в соответствии с выражением [68]:

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \mathbf{Y}(i) \mathbf{Y}^*(i), \quad (1.18)$$

где $\mathbf{Y}(i)$ – вектор процесса, принимаемый в i -й момент времени, в соответствии с выражением (1.1);

L – объём выборки, используемой для получения оценки корреляционной матрицы сигнала (количество отсчётов, по которым усредняется матрица $\hat{\Phi}$).

На рис. 1.6 показаны графики зависимости оценки энтропии от ОСШ для различных значений случайной фазы.

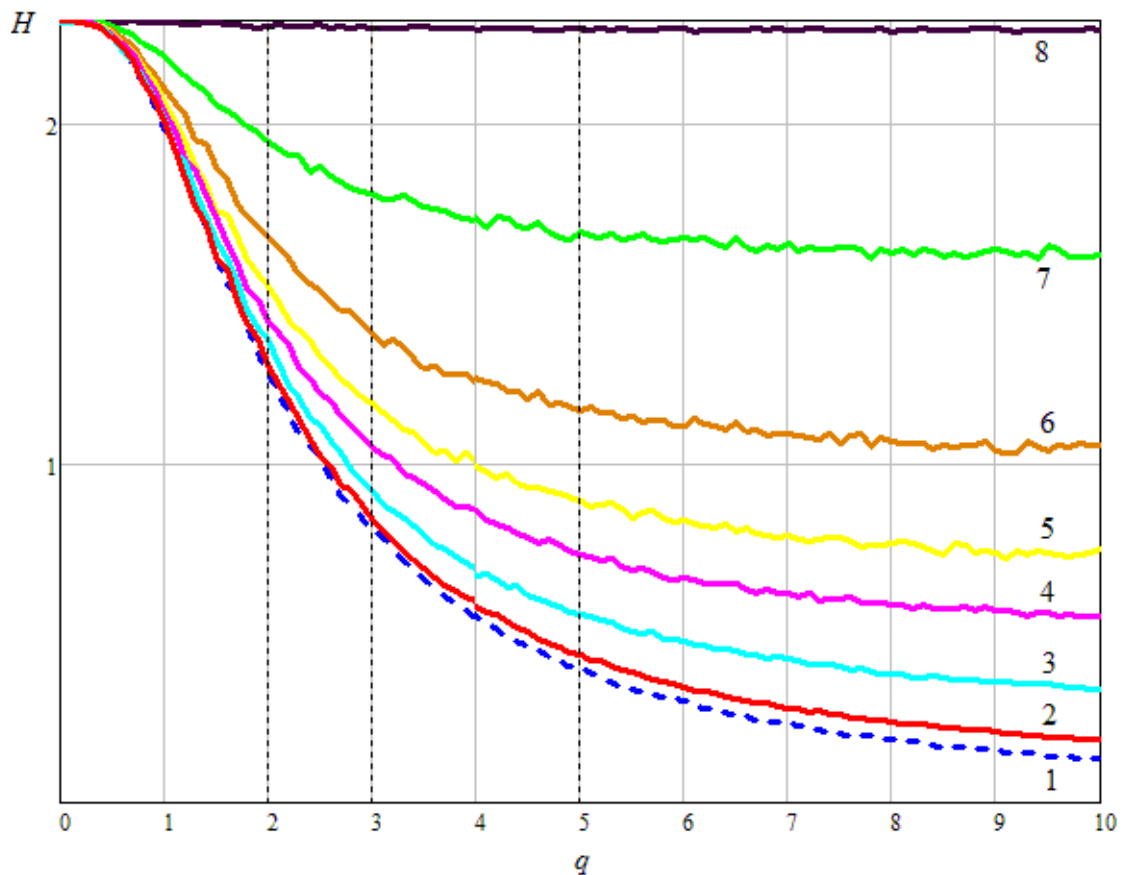


Рис. 1.6. Зависимость значений энтропии от ОСШ для аддитивной смеси квазидетерминированного сигнала и собственного шума для различных значений СКО случайной фазы:

кривая 1 - $\sigma_\varphi = 0$; кривая 2 - $\sigma_\varphi = \frac{\pi}{30}$; кривая 3 - $\sigma_\varphi = \frac{\pi}{15}$;

кривая 4 - $\sigma_\varphi = \frac{\pi}{10}$; кривая 5 - $\sigma_\varphi = \frac{\pi}{8}$; кривая 6 - $\sigma_\varphi = \frac{\pi}{6}$; кривая 7 - $\sigma_\varphi = \frac{\pi}{4}$;

кривая 8 - $\sigma_\varphi = \frac{\pi}{2}$

Пунктирной линией (кривая 1) на рис. 1.6 показана энтропия процесса без фазовых флуктуаций. Из графиков видно, что при значениях СКО случайной фазы, равных $\sigma_\varphi \approx 0.1 \approx \pi / 30$, фазовыми флуктуациями можно пренебречь, то есть сигнал можно считать когерентным. А при фазовых флуктуациях $\sigma_\varphi \approx \pi / 2$ энтропия стремится к значению $\ln(N)$, то есть процесс становится полностью некогерентным. В случае частично когерентного сигнала значение энтропии при ОСШ $q \rightarrow \infty$ стремится к постоянному значению, определяемому распределением флуктуаций фазы [63].

Для проверки правильности проведенного анализа воспользуемся ниже сравнением с математической моделью с формирующей матрицей (классический матричный подход).

Аналогично выражению (1.3) корреляционная матрица (КМ) принимаемого квазидетерминированного сигнала со случайной фазой будет иметь вид

$$\mathbf{R}_\varphi = \langle \mathbf{X}_\varphi \mathbf{X}_\varphi^* \rangle, \quad (1.19)$$

Положительно определённую эрмитову матрицу \mathbf{R}_φ можно свести к произведению треугольных [38]

$$\mathbf{R}_\varphi = \mathbf{C} \mathbf{C}^*,$$

где

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{11} & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ C_{21} & C_{22} & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ C_{n1} & C_{n2} & C_{n3} & \dots & \dots & \dots & C_{nn} \end{bmatrix},$$

причем все ее диагональные элементы C_{ii} попарно различны, то есть $C_{ii} \neq C_{jj}$ при $i \neq j$.

Матрица \mathbf{C} (так называемая формирующая матрица) формирует вектор

$$\mathbf{Y}_1 = \mathbf{C} \mathbf{Y}_0 \quad (1.20)$$

с заданными корреляционными скалярными составляющими из вектора \mathbf{Y}_0 с некоррелированными составляющими и единичной дисперсией (вектора шума) [7].

Очевидно, что при правильности проведенного анализа и построения

математических моделей оценки степени когерентности процессов Y и Y_1 должны совпадать.

В данном случае воспользуемся аналитическим выражением корреляционной матрицы R_φ , которое будет соответствовать корреляционной функции $\cos \varphi$ [54]:

$$B(\tau) = \frac{1 - R_\varphi^2(\tau)}{2} \cdot \sum_{n=0}^L \left[\frac{\Gamma^2(n + \frac{3}{2})}{n!(n+1)!} \cdot R_\varphi^{2n+1}(\tau) \right], \quad (1.21)$$

где $R_\varphi(\tau) = \exp \left\{ -\varphi^2 \left(\frac{\tau}{\tau_0} \right)^2 \right\}$, $\tau_0 = 1 / \Delta f$; Δf – полоса пропускания приемного устройства, $\Gamma()$ – гамма-функция.

Собственные числа корреляционной матрицы R_φ , полученной в соответствии с выражением (1.18), вычисленные на ЭВМ будут равны $\lambda'_{01}, \lambda'_{02}, \lambda'_{03} \dots \lambda'_{0N}$. И, аналогично выражению (1.14), значение энтропии $H_2^{\min}(q)$, к которому должна стремиться энтропия процесса Y_1 при ОСШ $q \rightarrow \infty$

$$H_2^{\min} = - \sum_{i=1}^N \lambda'_{0i} \ln(\lambda'_{0i}). \quad (1.22)$$

На рис. 1.7 приведены графики зависимости оценки энтропии ($N=10$) со следующими обозначениями:

$H(Y)$ – энтропия математической модели (полученной на ЭВМ) процесса Y , представляющего собой аддитивную смесь квазидетерминированного сигнала со случайной фазой, распределенного по нормальному закону с СКО $\sigma_{\varphi 1}, \sigma_{\varphi 2}, \sigma_{\varphi 3}$, и гауссового шума;

$H(Y_1)$ – энтропия математической модели (полученной на ЭВМ) процесса Y_1 , полученного с помощью формирующей матрицы в соответствии с выражением (1.21).

Кривые 1, 2 соответствуют оценке энтропии $H(Y)$ и $H(Y_1)$ при значении СКО $\sigma_{\varphi 1}$ и ОСШ $q_I=2$.

Кривые 3, 4 соответствуют оценке энтропии $H(Y)$ и $H(Y_1)$ при значении СКО

σ_{φ_2} и ОСШ $q_2=3$.

Кривые 5, 6 соответствуют оценке энтропии $H(\mathbf{Y})$ и $H(\mathbf{Y}_1)$ при значении СКО σ_{φ_3} и ОСШ $q_3=5$.

Прямые 7, 8 соответствуют значению $H_1^{\min}(q) = H(q_1=2)$ выражения (1.15) и $H_2^{\min}(\mathbf{R}_{\varphi}, \sigma_{\varphi} = \sigma_{\varphi_1})$.

Прямые 9, 10 соответствуют значению $H_1^{\min}(q) = H(q_2=3)$ выражения (1.15) и $H_2^{\min}(\mathbf{R}_{\varphi}, \sigma_{\varphi} = \sigma_{\varphi_2})$.

Прямые 11, 12 соответствуют значению $H_1^{\min}(q) = H(q_3=5)$ выражения (1.15) и $H_2^{\min}(\mathbf{R}_{\varphi}, \sigma_{\varphi} = \sigma_{\varphi_3})$.

Кривая 13 соответствует аддитивной смеси детерминированного сигнала без фазовых флуктуаций и гауссового шума, в соответствии с выражением (1.7).

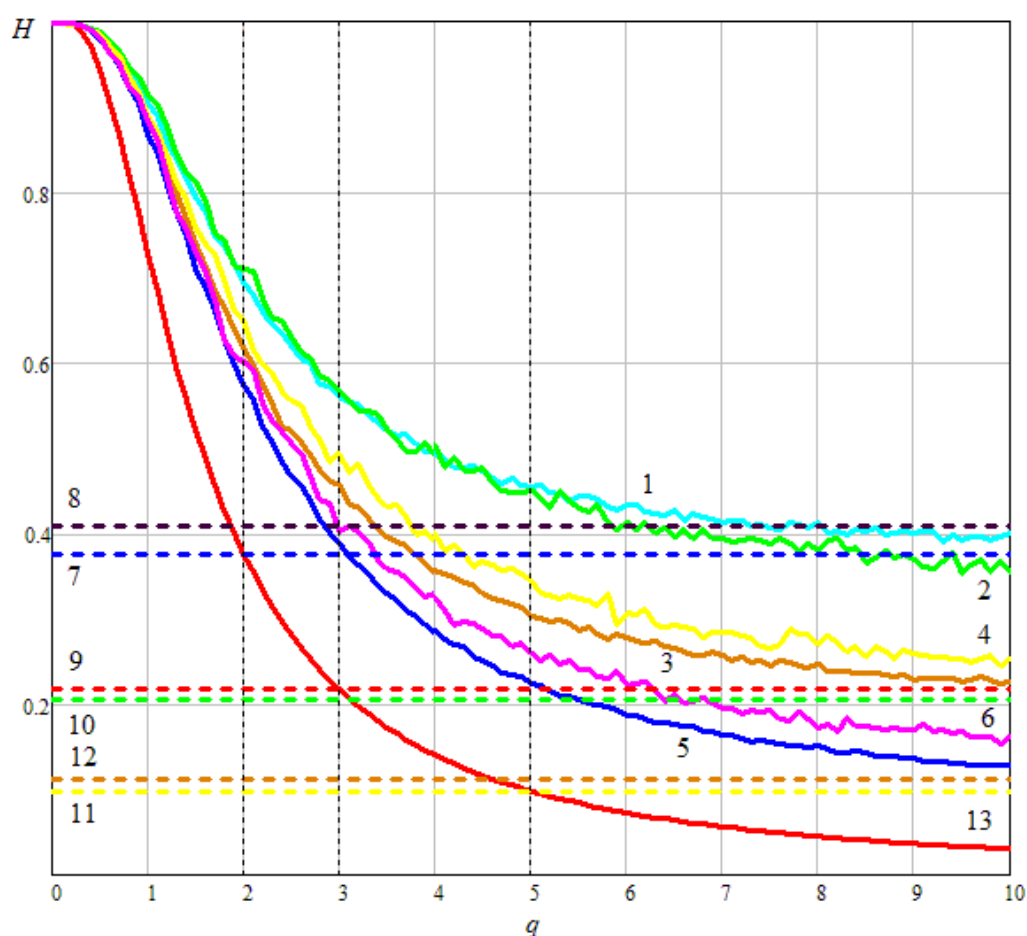


Рис. 1.7. Оценка энтропии квазидетерминированного сигнала со случайной фазой и математической модели процесса, полученного с помощью формирующей матрицы

Из рис. 1.7 видно, что кривые 5, 6 и, соответственно, прямые 11, 12 практически совпадают, что говорит о правильности полученной модели. Также видно, что при увеличении объёма выборки L , используемой для получения оценки корреляционной матрицы процесса $\hat{\Phi}$, значения оценки энтропии (кривые 1, 2 и, соответственно, 7, 8) также практически совпадают. При уменьшении отношения ОСШ ($q \leq 2$) наблюдается некоторое расхождение значений оценок энтропии, что объясняется отличием распределения фазы от нормального при значениях $q \leq 3$ [63].

1.3. Когерентность сигналов с флуктуациями частоты

Аналогично проведем анализ когерентных свойств радиолокационных сигналов при флуктуациях частоты. Модель входного процесса, представленного выражениями (1.1) и (1.2), будет иметь вид:

$$\mathbf{X}_\phi = (e^{-j((f+f_1)T)}, e^{-j(2(f+f_2)T)}, \dots, e^{-j(N(f+f_N)T)})^*, \quad (1.23)$$

где f_1, f_2, \dots, f_N – случайные частоты, распределенные по нормальному закону с СКО σ_f .

Как показано в [49], разделение случаев флуктуаций фазы и частоты является до некоторой степени условным, т.к. они связаны между собой соотношением

$$f(t) = \frac{d\phi(t)}{dt}.$$

Между тем спектры колебаний, обладающих флуктуациями фазы и частоты, имеющие совпадающие статистические характеристики, существенно различны [49].

Если флуктуации частоты представляют собой медленный нормально распределенный стационарный процесс, то спектр имеет гауссову форму [49].

Функция распределения производной от фазы (мгновенной частоты) нормального случайного процесса [55]:

$$W(q, f, \Delta f) = \frac{1}{2w_0 \cdot (1 + \frac{f^2}{\Delta f^2})^{\frac{3}{2}}} \cdot F_1 \left[\frac{3}{2}, 1, -\frac{q^2}{2 \cdot (1 + \frac{f^2}{\Delta f^2})} \right] \cdot e^{\frac{-q^2}{2}}, \quad (1.24)$$

где Δf_0^2 – величина, соответствующая ширине полосы энергетического спектра случайного процесса, $F_1()$ – вырожденная гипергеометрическая функция. При $f^2 \ll \Delta f^2$ и $q \gg 1$ распределение производной от фазы – нормальное [55].

Таким образом, рассматриваемый нормальный случайный процесс можно представить как результат прохождения белого шума через усилитель промежуточной частоты (УПЧ), частотная характеристика которого – гауссова. Тогда функция корреляции [55]:

$$R_f(t) = \exp \left\{ - \left(\frac{\Delta f^2 \cdot t^2}{4\pi} \right) \right\}, \quad (1.25)$$

где Δf – полоса пропускания УПЧ.

Анализ оценки когерентности сигналов с флуктуациями частоты будет несколько сложнее оценки когерентности сигналов с флуктуациями фазы, т.к. распределение (1.24) представляет собой пример распределения случайной величины, дисперсия которой не существует [55]. Аналогично случаю с флуктуациями фазы предположим, что при некотором фиксированном значении диапазона случайной частоты (производной от фазы), то есть ширины полосы энергетического спектра случайного процесса, распределение частоты будет соответствовать конкретному значению ОСШ.

При этом, в качестве числовой характеристики распределения частоты примем величину среднего ее абсолютных значений

$$\sigma_f = m(f, \Delta f, q) = \Delta f \cdot F_1 \left(\frac{1}{2}, 1, \frac{-q^2}{2} \right). \quad (1.26)$$

Оценка энтропии процесса с флуктуациями частоты, аналогично оценке энтропии процесса с флуктуациями фазы в соответствии с выражением (1.17), будет стремиться к значению $H_1^{\min}(q) = H(q_0)$. При этом значения ОСШ q_{0n} будут определяться из выражения

$$2 \cdot m(\Delta f = 1, q_{0n}) = \frac{n \cdot \Delta f}{\sqrt{2\pi}}. \quad (1.27)$$

На рис. 1.8 показаны графики зависимости оценки энтропии от ОСШ для различных значений случайной частоты.

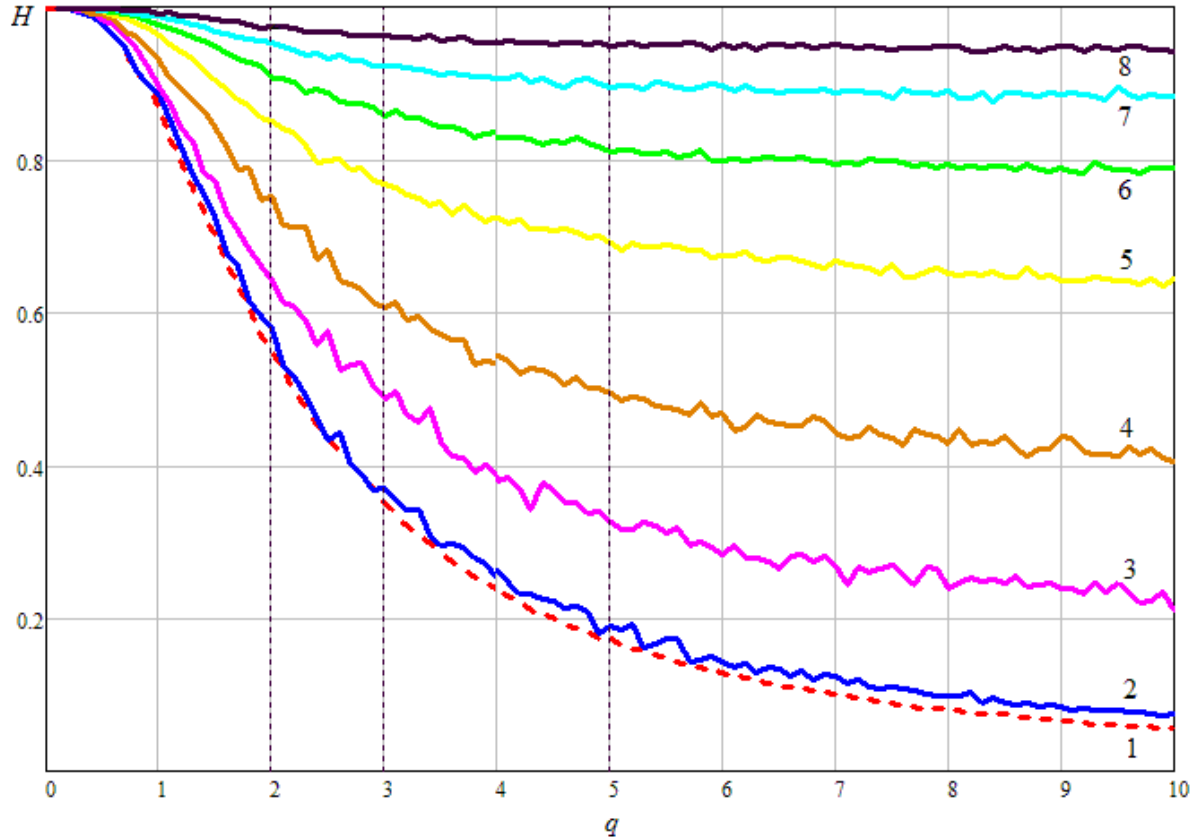


Рис. 1.8. Зависимость значений энтропии от ОСШ для аддитивной смеси квазидетерминированного сигнала и собственного шума для различных значений СКО случайной частоты:

кривая 1 - $\sigma_f = 0$; кривая 2 - $\sigma_f = 0,3$; кривая 3 - $\sigma_f = 1$; кривая 4 - $\sigma_f = 2$; кривая 5 - $\sigma_f = 4$; кривая 6 - $\sigma_f = 6$; кривая 7 - $\sigma_f = 8$; кривая 8 - $\sigma_f = 10$

$$\sigma_f \approx N \Delta f$$

Пунктирной линией (кривая 1) на рис. 1.8 показана энтропия процесса без флуктуаций частоты. Из графиков видно, что при значениях случайной частоты менее $\sigma_f \approx 0,3\Delta f$ (кривая 2) флуктуациями частоты процесса можно пренебречь, то есть сигнал можно считать когерентным. А при частотных флуктуациях более $\sigma_f \approx 10\Delta f$ энтропия стремится к значению $\ln(N)$, то есть процесс становится

полностью некогерентным [63].

На рис. 1.9 показаны результаты математического моделирования оценки энтропии аддитивной смеси квазидетерминированного сигнала с флуктуациями частоты, распределенной по нормальному закону с СКО $\sigma_{f1}, \sigma_{f2}, \sigma_{f3}$ и гауссового шума (кривые 1, 2, 3). Длина выборки процесса $N=10$. Значения ОСШ q_1, q_2, q_3 в выражении (1.27) соответствуют флуктуациям частоты $\sigma_{f1}=\Delta f, \sigma_{f2}=2\Delta f, \sigma_{f3}=3\Delta f$. Кривая 4 соответствует аддитивной смеси детерминированного сигнала без фазовых флуктуаций и гауссового шума, в соответствии с выражением (1.7). Прямые 5, 6, 7 соответствуют значению $H_1^{\min}(q)=H(q_{0n})$, к которому стремится энтропия квазидетерминированного сигнала со случайной фазой при ОСШ $q \rightarrow \infty$ при значениях q_{0n} в соответствии с выражением (1.27). Значения энтропии нормированы к величине $\ln(N)$ [63].

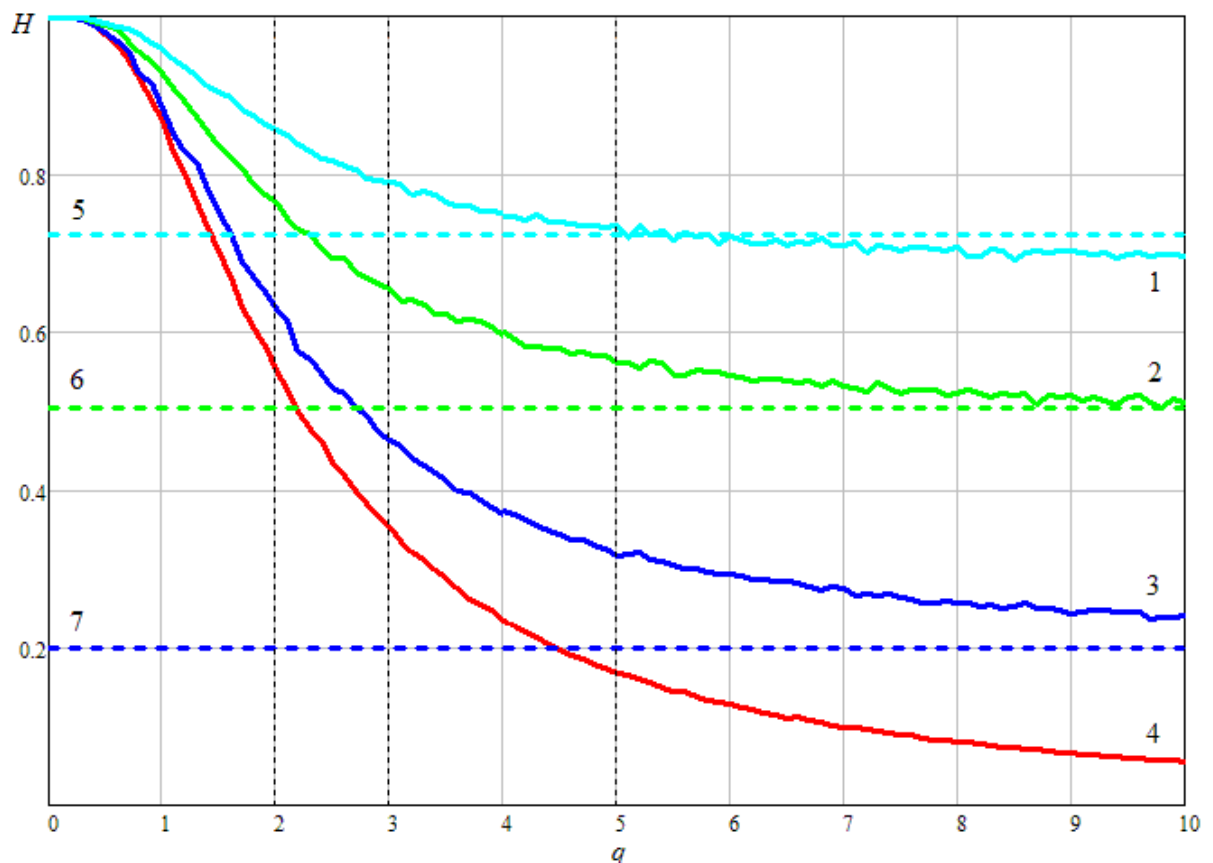


Рис. 1.9. Зависимость значений энтропии от ОСШ для аддитивной смеси квазидетерминированного сигнала с флуктуацией частоты и собственного шума

Для проверки правильности проведенного анализа воспользуемся сравнением с математической моделью с формирующей матрицей, рассмотренной выше в разделе 1.2. Формирующую матрицу \mathbf{C} из выражения (1.20) в данном случае получаем из корреляционной матрицы процесса с флуктуацией частоты с корреляционной функцией вида (1.25).

На рис. 1.10 приведены графики зависимости оценки энтропии ($N=10$) процесса с флуктуацией частоты, аналогичные графику рис. 1.7:

$H(\mathbf{Y})$ – энтропия математической модели (полученной на ЭВМ) процесса \mathbf{Y} , представляющего собой аддитивную смесь квазидетерминированного сигнала со случайной частотой, распределенного по нормальному закону с СКО σ_f и гауссового шума;

$H(\mathbf{Y}_1)$ – энтропия математической модели (полученной на ЭВМ) процесса \mathbf{Y}_1 , полученного с помощью формирующей матрицы в соответствии с выражением (1.21).

Кривые 1, 2 соответствуют оценке энтропии $H(\mathbf{Y})$ и $H(\mathbf{Y}_1)$ при значении СКО $\sigma_{f1} = \Delta f$.

Кривые 3, 4 соответствуют оценке энтропии $H(\mathbf{Y})$ и $H(\mathbf{Y}_1)$ при значении СКО $\sigma_{f2} = 2\Delta f$.

Кривые 5, 6 соответствуют оценке энтропии $H(\mathbf{Y})$ и $H(\mathbf{Y}_1)$ при значении СКО $\sigma_{f3} = 3\Delta f$.

Прямые 7, 8 соответствуют значению $H_1^{\min}(f, q) = H(\Delta f, q_{01})$ выражения (1.14) и $H_2^{\min}(\mathbf{R}_f, \sigma_f = \Delta f)$.

Прямые 9, 10 соответствуют значению $H_1^{\min}(f, q) = H(2\Delta f, q_{02})$ выражения (1.14) и $H_2^{\min}(\mathbf{R}_f, \sigma_f = 2\Delta f)$.

Прямые 11, 12 соответствуют значению $H_1^{\min}(f, q) = H(3\Delta f, q_{03})$ выражения (1.14) и $H_2^{\min}(\mathbf{R}_f, \sigma_f = 3\Delta f)$.

Кривая 13 соответствует аддитивной смеси детерминированного сигнала без фазовых флуктуаций и гауссового шума, в соответствии с выражением (1.7).

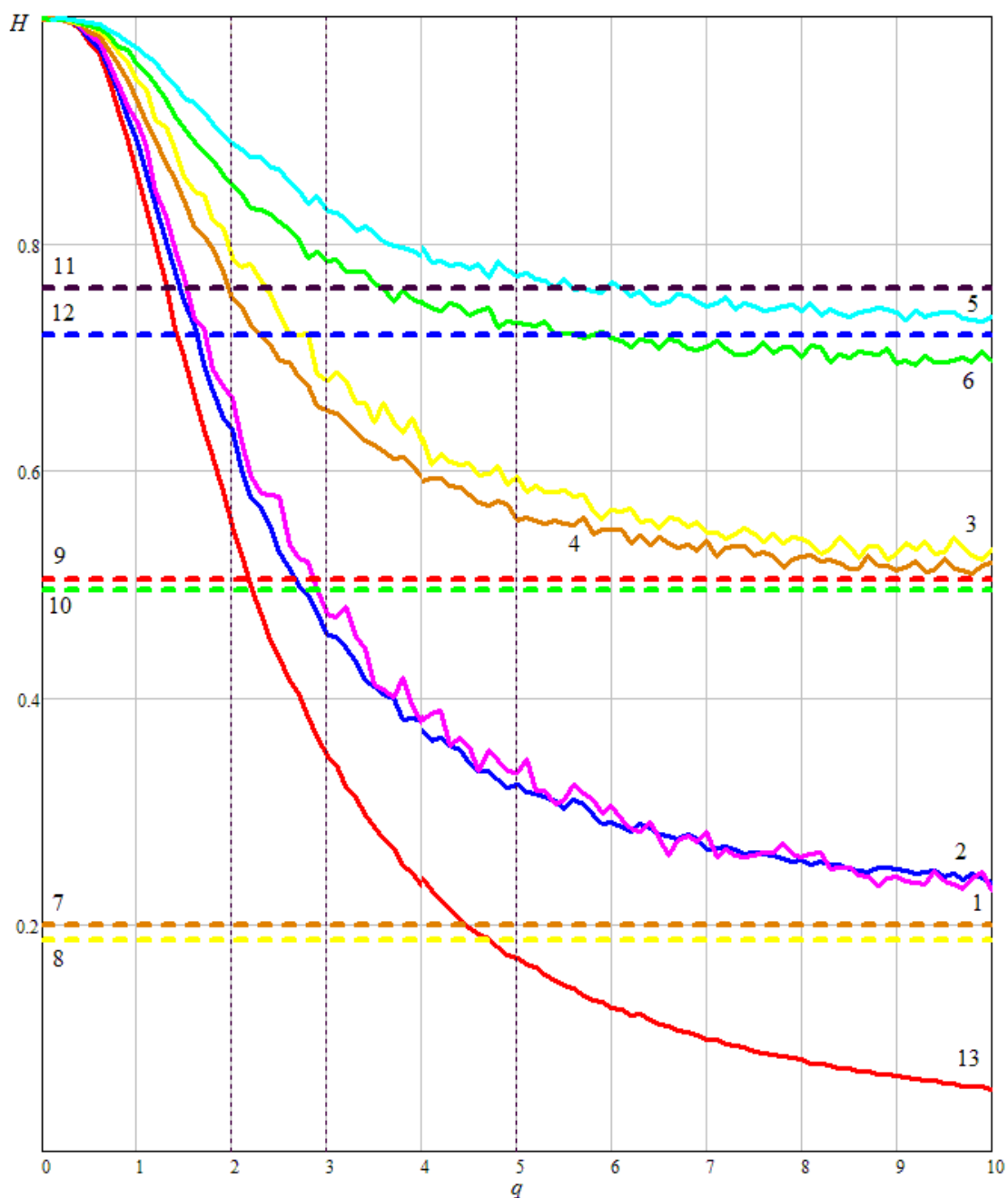


Рис. 1.10. Оценка энтропии квазидетерминированного сигнала со случайной частотой и математической модели процесса, полученного с помощью формирующей матрицы

Из рис. 1.10 видно, что кривые 5, 6 и, соответственно, прямые 11, 12 практически совпадают, что говорит о правильности полученной модели. Также видно, что при увеличении объёма выборки L , используемой для получения оценки корреляционной матрицы процесса $\hat{\Phi}$, значения оценки энтропии (кривые 1, 2 и, соответственно, 7, 8) также практически совпадают. Как и в случае процесса с

флуктуацией фазы, рассмотренного в разделе 1.2, при уменьшении отношения ОСШ ($q \leq 2$) наблюдается некоторое расхождение значений оценок энтропии, что объясняется отличием распределения фазы от нормального при значениях $q \leq 3$ [63].

В заключении можно дать следующую интерпретацию полученных результатов и отметить особенность оценки степени когерентности сигналов и их сравнения по степени когерентности. Как видно из приведенных выше графиков (рис. 1.5, 1.7, 1.9, 1.10), квазидетерминированный сигнал с небольшим отношением сигнал/шум ($q \rightarrow 0$) может иметь такую же степень когерентности, как и сигнал с большим отношением сигнал/шум ($q \rightarrow \infty$), но с некоторым постоянным уровнем фазо-частотных флуктуаций.

1.4. Когерентность сигналов с постоянными флуктуациями амплитуды

Рассмотрим математическую модель оценки степени когерентности сигналов, в которых кроме собственных шумов присутствует некоторый постоянный уровень флуктуаций амплитуды.

Пусть радиолокационной системой принимается отраженный от цели эхо-сигнал, представляющий собой аддитивную смесь детерминированного сигнала, характеризующегося неслучайным вектором сигнала \mathbf{X} и собственного шума приемного канала \mathbf{Z} , распределенного в общем случае по гауссовскому (нормальному) закону [8]:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{Z} \quad (1.28)$$

где \mathbf{A} – амплитудный множитель, характеризующий уровень постоянных амплитудных флуктуаций, \mathbf{Z} – вектор шума с корреляционной матрицей $\langle \mathbf{Z}\mathbf{Z}^* \rangle = \sigma^2 \mathbf{I}$ (\mathbf{I} – единичная матрица, а σ^2 – мощность каждой из компонент вектора \mathbf{Z} , $\langle \rangle$ – знак статистического усреднения), $*$ – знак эрмитова сопряжения.

Комплексная амплитуда отражённого радиолокационного сигнала имеет межпериодную временную структуру, характеризуемую выражением (1.2).

Амплитудный множитель \mathbf{A} представляет собой вектор шума, распределенного в общем случае по некоторому закону, с корреляционной

матрицей $\langle \mathbf{A}\mathbf{A}^* \rangle$ – знак статистического усреднения), $*$ – знак эрмитова сопряжения. Представим вектор \mathbf{A} в виде

$$\mathbf{A} = \mathbf{1} + \mathbf{Z}_p \quad (1.29)$$

где $\mathbf{Z}_p(\Sigma)$ – вектор шума с распределением $P(\Sigma)$, Σ – вектор параметров распределения. \mathbf{Z} – вектор шума с корреляционной матрицей $\langle \mathbf{Z}\mathbf{Z}^* \rangle = \sigma^2 \mathbf{I}$ (\mathbf{I} – единичная матрица, а σ^2 – мощность каждой из компонент вектора \mathbf{Z}).

Рассмотрим общий случай, постоянные амплитудные флуктуации \mathbf{A} распределены по нормальному закону со среднеквадратическим отклонением (СКО) σ_A .

Методом численного моделирования, в соответствии с выражением (1.5) получим значения энтропии для значений выборки $N=5$, $L=25$ и $N=10$, $L=50$ и различных значений СКО σ_A .

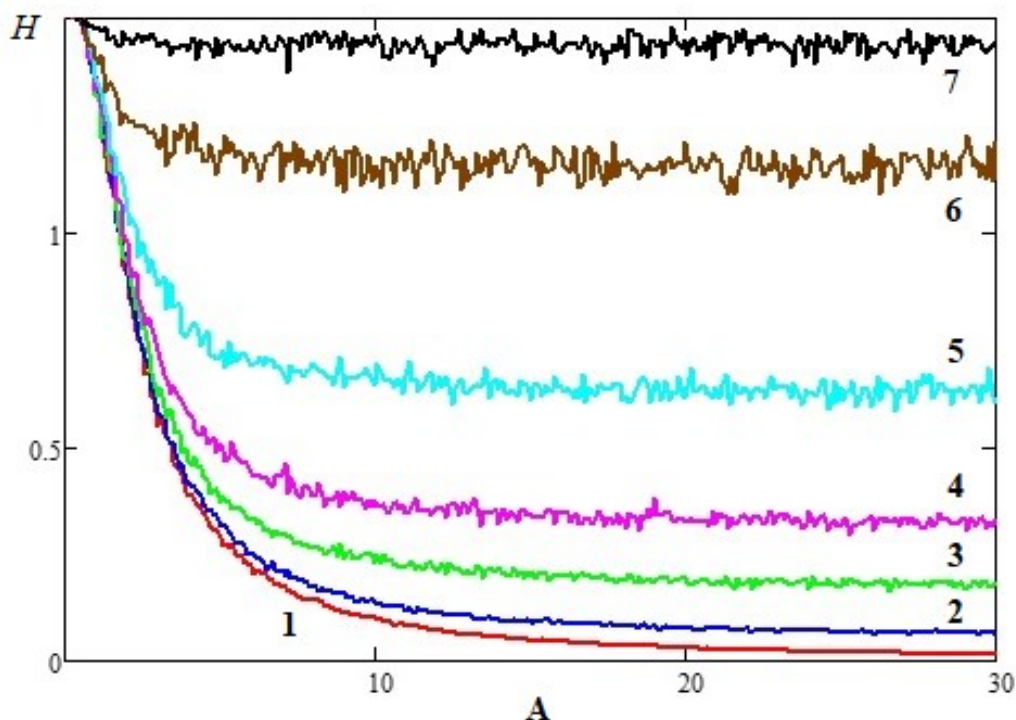


Рис. 1.11. Зависимость значений энтропии от амплитуды для значений выборки $N=5$, $L=25$ и различных значений СКО σ_A :
 кривая 1 - $\sigma_A=0$; кривая 2 - $\sigma_A=0,1$; кривая 3 - $\sigma_A=0,2$; кривая 4 - $\sigma_A=0,3$;
 кривая 5 - $\sigma_A=0,5$; кривая 6 - $\sigma_A=1$; кривая 7 - $\sigma_A=2$

Из рисунков 1.11 и 1.12 видно, что при увеличении значений СКО σ_A значение энтропии стремится к значению $\ln(N)$, а при ОСШ $q \rightarrow \infty$, значение энтропии стремиться к некоторому постоянному значению. Также можно видеть, что с увеличением параметров N и L характер поведения графиков энтропии не меняется.

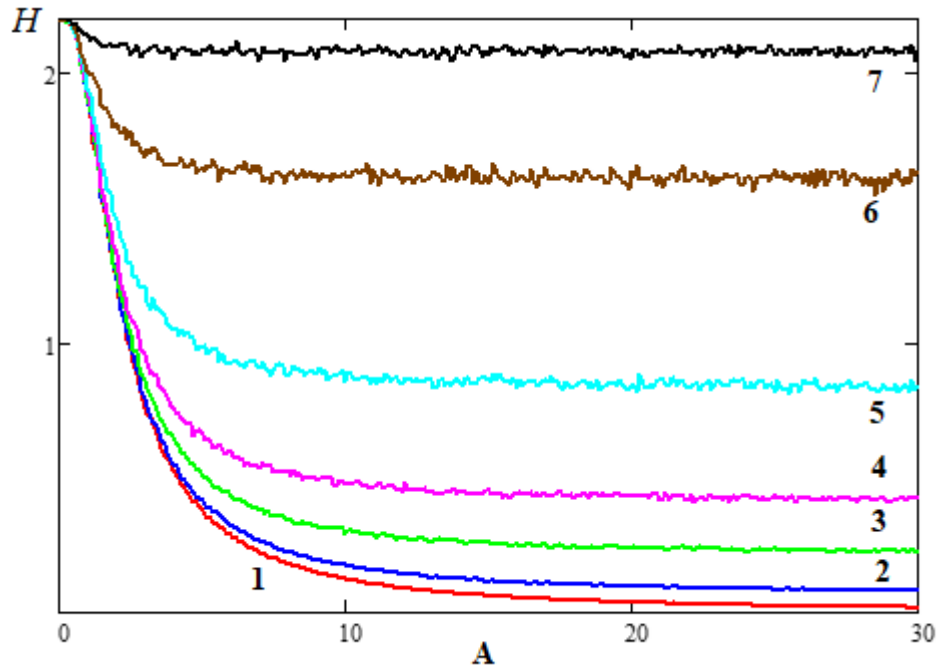


Рис. 1.12. Зависимость значений энтропии от амплитуды для значений выборки $N=10$, $L=50$ и различных значений СКО σ_A :
 кривая 1 - $\sigma_A=0$; кривая 2 - $\sigma_A=0,1$; кривая 3 - $\sigma_A=0,2$; кривая 4 - $\sigma_A=0,3$;
 кривая 5 - $\sigma_A=0,5$; кривая 6 - $\sigma_A=1$; кривая 7 - $\sigma_A=2$

Представляет интерес провести сравнение значений энтропии при амплитудных и фазовых флуктуациях с СКО σ_A и σ_φ .

Из графиков, приведенных на рисунке 1.13, видно, что при значениях СКО $\sigma_A=\sigma_\varphi \approx 0,5$ значения энтропии совпадают. При дальнейшем увеличении СКО, при равных значениях амплитудных и фазовых флуктуаций $\sigma_A=\sigma_\varphi$, энтропия процесса с фазовыми флуктуациями будет больше.

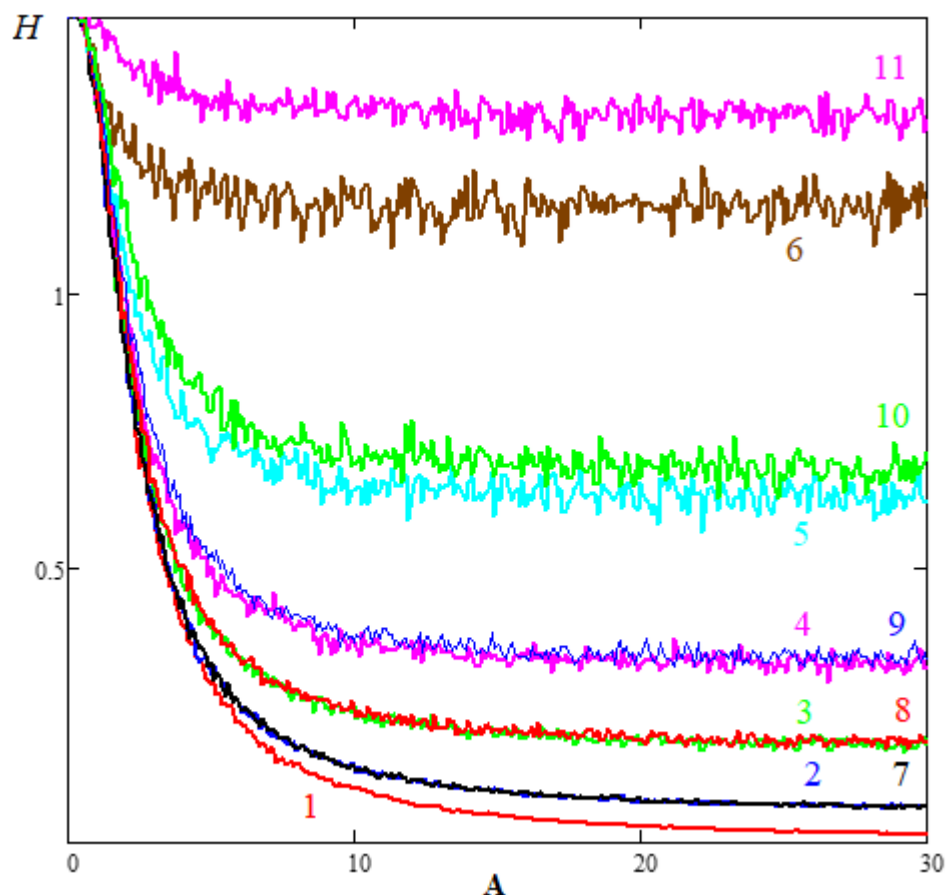


Рис. 1.13. Сравнение значений энтропии при амплитудных и фазовых флуктуациях с СКО σ_A и σ_φ :

кривая 1 - $\sigma_A=0$; кривая 2 - $\sigma_A=0,1$; кривая 3 - $\sigma_A=0,2$; кривая 4 - $\sigma_A=0,3$;
 кривая 5 - $\sigma_A=0,5$; кривая 6 - $\sigma_A=1$; кривая 7 - $\sigma_\varphi=0,1$; кривая 8 - $\sigma_\varphi=0,2$;
 кривая 9 - $\sigma_\varphi=0,3$; кривая 10 - $\sigma_\varphi=0,5$; кривая 11 - $\sigma_\varphi=1$

Таким образом, полученные результаты позволяют сделать важный вывод, что когерентность процессов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы с различным уровнем и видом флуктуаций (амплитудных, фазовых, частотных) может быть одинаковой. Это позволяет сравнивать процессы с различными видами и уровнями флуктуаций, используя предложенную меру когерентности.

1.5. Выводы по главе 1

1. Энтропия распределения энергии сигнала по собственным подпространствам

корреляционной матрицы позволяет получить количественную оценку степени когерентности сигналов с фазо-частотными флуктуациями. Это позволяет использовать оценку степени когерентности для решения задач, в которых требуется анализ параметров сигналов при прохождении (распространении) в среде или через различные радиотехнические системы – в радиолокационных системах, в радиофизических измерительных системах, в задачах исследования электромагнитной обстановки, в задачах обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств, в системах радионавигации и радиосвязи.

2. По результатам проведенного в главе 1 численного моделирования можно сделать следующие основные выводы:

а) при значениях случайной фазы равных $\sigma_\varphi \approx 0.1 \approx \pi / 30$ и при значениях случайной частоты равных $\sigma_f \approx 0.3\Delta f$ флуктуациями параметров сигнала можно пренебречь, то есть процесс при ОСШ $q \rightarrow \infty$ можно считать когерентным;

б) при фазовых флуктуациях $\sigma_\varphi \approx \pi / 2$ и при частотных флуктуациях $\sigma_f \approx 10 \cdot \Delta f$ (Δf - полоса приёмного устройства) энтропия процесса стремится к значению $\ln(N)$, то есть процесс становится полностью некогерентным;

в) в случае частично когерентного сигнала значение энтропии при ОСШ $q \rightarrow \infty$ стремится к постоянному значению, определяемому распределением флуктуаций фазы (частоты) процесса.

3. Квазидетерминированный сигнал с небольшим отношением сигнал/шум ($q \rightarrow 0$) может иметь такую же степень когерентности, как и сигнал с большим отношением сигнал/шум ($q \rightarrow \infty$), но с некоторым постоянным уровнем фазо-частотных флуктуаций.

4. Когерентность процессов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы с различным уровнем и видом флуктуаций (амплитудных, фазовых, частотных) может быть одинаковой. Это позволяет сравнивать процессы с различными видами и уровнями флуктуаций, используя предложенную меру когерентности.

ГЛАВА 2. КОГЕРЕНТНОСТЬ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ

В главе 2 проводится анализ степени когерентности активных шумовых помех в радиолокационных системах. В качестве количественной меры степени когерентности помехи используется энтропия распределения собственных чисел корреляционной матрицы помехи. Проводится анализ основных факторов, влияющих на когерентность активной шумовой помехи – влияние ширины спектра помехи и влияние нестационарности помеховой обстановки, связанной с изменением в процессе радиолокационного наблюдения угловых соотношений между лучом антенной решетки и источником помехи. Показывается, что анализ когерентности активной шумовой помехи позволяет дать количественную оценку понятия «широкополосной помехи» и «узкополосной помехи».

Основные результаты главы опубликованы в работах [69, 70].

2.1. Оценка когерентности шумовых помех на основе анализа распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы

Рассмотрим два случая воздействия помех:

1) Пусть активная шумовая помеха (АШП) создается одним внешним источником шума малого углового размера.

Источники внешних помех, как правило, располагаются в дальней зоне, вследствие чего принимаемый от каждого из них волновой фронт можно считать плоским с радиусом пространственной когерентности от нескольких километров для сантиметрового диапазона волн до нескольких сотен километров в метровом диапазоне [33].

В этом случае сигнал распространяется в направлении антенной решетки в виде плоской волны со случайной комплексной амплитудой. При этом считаем, что время воздействия АШП на РЛС превышает время обработки радиолокационной

информации, то есть $t_{\text{АШП}} \geq t_{\text{ОБР}}$ (здесь $t_{\text{АШП}}$ – время существования помехи в заданном луче АФАР, $t_{\text{ОБР}}$ – время обработки в РЛС). Тогда корреляционная матрица (КМ) помехи будет иметь вид [16]:

$$\mathbf{M} = \mathbf{I} + \nu^2 \mathbf{\Phi}_1 \mathbf{\Phi}_1^*, \quad (2.1)$$

где \mathbf{I} – единичная матрица; $\mathbf{\Phi}_1$ – вектор источника помехи; ν^2 – мощность помехи, $*$ – знак эрмитова сопряжения.

Матрица (2.1) является эрмитовой и неотрицательно определенной, то есть имеет ортонормированную систему собственных векторов U_1, \dots, U_N и совокупность соответствующих этим векторам неотрицательных собственных значений $\lambda_1, \dots, \lambda_N$, где N – число элементов в антенной решетке [16].

Для матрицы \mathbf{M} вектор $\mathbf{\Phi}_1$ внешней помехи является собственным вектором, соответствующим собственному числу $\lambda_1 = 1 + \nu^2 \mathbf{\Phi}_1 \mathbf{\Phi}_1^*$. Любой другой вектор, ортогональный вектору $\mathbf{\Phi}_1$, также является собственным вектором, но соответствует собственному числу $\lambda_2 = 1$, которое имеет кратность $N-1$.

Таким образом, векторное пространство входных сигналов разбивается на два инвариантных подпространства, одно из которых имеет размерность, равную единице, а другое – $(N-1)$. Для первого подпространства (подпространство источника помехи) нормированный собственный вектор U_1 будет равен

$$U_1 = \frac{\mathbf{\Phi}_1}{\sqrt{\mathbf{\Phi}_1^* \mathbf{\Phi}_1}}.$$

Разложение корреляционной матрицы помехи по собственным векторам будет иметь вид:

$$\mathbf{M} = (\mathbf{I} - U_1 U_1^*) + \lambda_1 U_1 U_1^*. \quad (2.2)$$

Совокупность собственных значений матрицы \mathbf{M} можно интерпретировать как закон статистического распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его КМ.

В соответствии с [60], показатель энтропии равен:

$$H = - \sum_{i=1}^N \lambda_{0i} \ln(\lambda_{0i}), \quad (2.3)$$

где $\lambda_{0i} = \frac{\lambda_i}{\text{Sp}\mathbf{M}}$ – нормированные собственные значения матрицы \mathbf{M} , $\text{Sp}\mathbf{M}$ – след (сумма диагональных элементов) матрицы \mathbf{M} , который характеризует среднюю энергию активной шумовой помехи.

В случае детерминированного сигнала энтропия H стремится к 0, то есть сигнал является полностью когерентным. В случае случайного гауссового процесса с равными по мощности и некоррелированными компонентами энтропия распределения энергии сигнала равна $H = \ln(N)$.

В случае аддитивной смеси активной шумовой помехи и собственного шума энтропия будет соответствовать:

$$H = \ln(q^2 N + N) - \frac{q^2 N + 1}{q^2 N + N} \cdot \ln(q^2 N + 1), \quad (2.4)$$

где $q^2 = \frac{v^2}{\sigma^2}$ – отношение помеха/шум.

При $q \rightarrow \infty$ энтропия (2.4) стремится к нулю, что соответствует полностью когерентной помехе, а при $q \rightarrow 0$ энтропия имеет максимально возможное значение $\ln N$, что соответствует полностью некогерентной помехе [60].

2) Пусть АШП создается двумя некоррелированными между собой внешними источниками.

В этом случае также считаем, что время воздействия АШП на РЛС превышает время обработки радиолокационной информации. Тогда, корреляционная матрица помехи будет иметь вид [16]

$$\mathbf{M} = \mathbf{I} + v_1^2 \Phi_1 \Phi_1^* + v_2^2 \Phi_2 \Phi_2^*. \quad (2.5)$$

Эту матрицу можно представить в виде разложения по матричным проекторам:

$$\mathbf{M} = (\mathbf{I} - \mathbf{U}_1 \mathbf{U}_1^* - \mathbf{U}_2 \mathbf{U}_2^*) + \lambda_1 \mathbf{U}_1 \mathbf{U}_1^* + \lambda_2 \mathbf{U}_2 \mathbf{U}_2^*. \quad (2.6)$$

Собственные числа этой матрицы имеют вид:

$$\begin{cases} \lambda_{1,2} = 1 + \frac{N(v_1 + v_2)}{2} \pm \sqrt{\frac{N^2(v_1 - v_2)^2}{4} + v_1 v_2 |\Phi_1^* \Phi_2|^2}, \\ \lambda_3 = \lambda_4 = \dots = \lambda_N = 1 \end{cases} \quad (2.7)$$

при этом $\Phi_1^* \Phi_1 = N$ и $\Phi_2^* \Phi_2 = N$.

В случае равных мощностей помех нормированные собственные значения корреляционной матрицы определяются соотношениями:

$$\lambda_{01} = \frac{q^2(N + |F_{12}|) + 1}{2 \cdot q^2 N + N}, \quad \lambda_{02} = \frac{q^2(N - |F_{12}|) + 1}{2 \cdot q^2 N + N}, \quad \lambda_{03} = \dots = \frac{1}{2 \cdot q^2 N + N}, \quad (2.8)$$

где $F_{12} = \Phi_1^* \Phi_2$ – скалярное произведение векторов Φ_1 и Φ_2 , модуль которого изменяется от 0 до N .

В данном случае значение энтропии будет иметь вид:

$$H = \ln(q^2 N + N) - \frac{0.5 \cdot q^2(N + F_{12}) + 1}{q^2 N + N} \cdot \ln[0.5 \cdot q^2(N + F_{12}) + 1] - \\ - \frac{0.5 \cdot q^2(N - F_{12}) + 1}{q^2 N + N} \cdot \ln[0.5 \cdot q^2(N - F_{12}) + 1]. \quad (2.9)$$

На рис. 2.1 приведён график зависимости значений энтропии аддитивной смеси активной шумовой помехи и собственного шума от отношения помеха/шум q для ортогональных фронтов внешних источников помехи, при $N = 5, 10, 15, 20$.

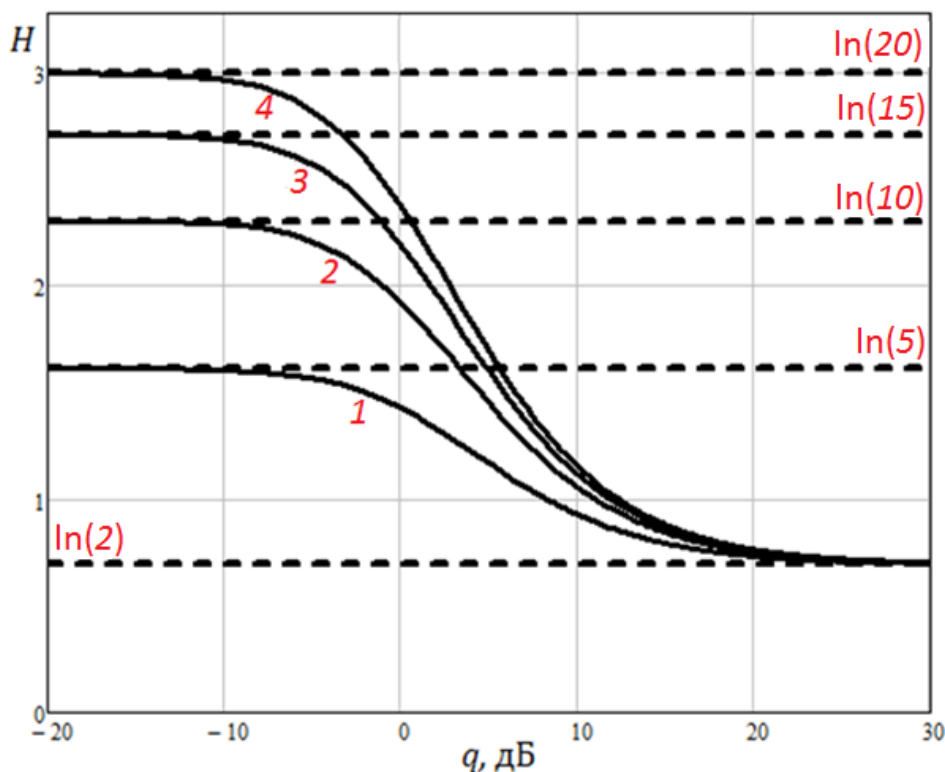


Рис. 2.1. Зависимость значений энтропии аддитивной смеси активной шумовой помехи и собственного шума от отношения помеха/шум q :

кривая 1 – $N=5$; кривая 2 – $N=10$; кривая 3 – $N=15$; кривая 4 – $N=20$

На рис. 2.2 показаны графики зависимостей значений энтропии от величины скалярного произведения $F_{12} = \Phi_1^* \Phi_2$, то есть от разницы угловых направлений $\Delta\varepsilon = |\varepsilon_1 - \varepsilon_2|$ двух помеховых волновых фронтов $\Phi_1(\varepsilon_1)$ и $\Phi_2(\varepsilon_2)$ при $q \rightarrow \infty$.

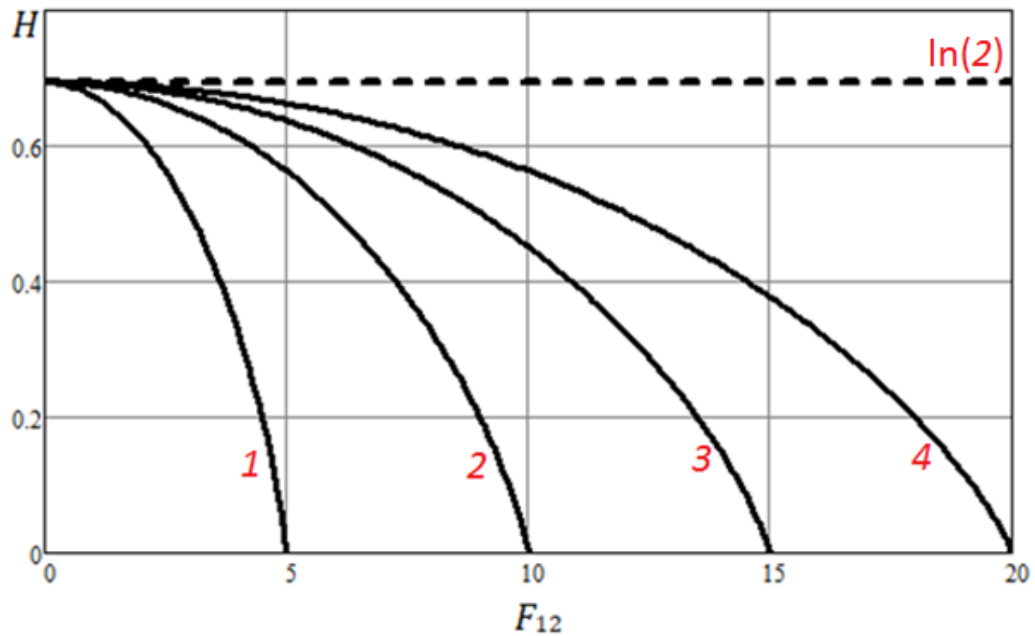


Рис. 2.2. Зависимость значений энтропии от величины скалярного произведения F_{12} : кривая 1 – $N=5$; кривая 2 – $N=10$; кривая 3 – $N=15$; кривая 4 – $N=20$

Из анализа рис. 2.2 видно, что при $|F_{12}| = N$ и по мере увеличения отношения помеха/шум (при $q \rightarrow \infty$) значения энтропии H стремятся к нулю. Это вполне согласуется с приведенным выше примером аддитивной смеси детерминированного сигнала и гауссового шума, так как волновые фронты приходят в этом случае с одного и того же направления, образуя, по сути, один когерентный фронт. По мере уменьшения величины $|F_{12}|$ энтропия распределения энергии помехи монотонно возрастает, достигая своего максимального значения $H = \ln(2) \approx 0,693$ при $|F_{12}| = 0$. Это объясняется тем, что с уменьшением $|F_{12}|$ векторы Φ_1 и Φ_2 становятся все менее коллинеарными, вследствие чего в разложении (2.2) появляется второе слагаемое, вклад которого монотонно возрастает, становясь равным вкладу первого слагаемого при $|F_{12}| = 0$, то есть, когда принимаемые фронты ортогональны. Аналогично можно показать, что при наличии m

некоррелированных ортогональных внешних источников при ОПШ $q \rightarrow \infty$ энтропия будет стремиться к значению $H = \ln(m)$ [69].

2.2. Оценка основных факторов, влияющих на степень когерентности активных шумовых помех

2.2.1. Влияние ширины частотного диапазона активной шумовой помехи на оценку степени ее когерентности

В данном случае активную шумовую помеху можно представить как колебания со случайной частотой f , распределенной по нормальному закону с СКО σ_f [63]. При этом рассматриваемый нормальный случайный процесс будет являться результатом прохождения белого шума через усилитель промежуточной частоты (УПЧ) с гауссовой частотной характеристикой и функцией корреляции [56]:

$$R_f(t) = \exp \left\{ - \left(\frac{\Delta f^2 \cdot t^2}{4\pi} \right) \right\}, \quad (2.10)$$

где Δf – полоса пропускания УПЧ.

При выполнении условия $\Delta f_n \ll f_0$, где f_0 – центральная частота приемной системы, шумовую помеху можно считать узкополосной [7].

Корреляционная матрица входного процесса будет иметь вид [62]:

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{X}\mathbf{X}^* \rangle + \mathbf{I}, \quad (2.11)$$

где $\mathbf{X} = (e^{-j(f+f_1)T}, e^{-j2(f+f_2)T}, \dots, e^{-jn(f+f_n)T})^*$, f_1, f_2, \dots, f_n – случайные частоты, распределенные по нормальному закону с СКО σ_f , \mathbf{I} – единичная матрица, $\langle \rangle$ – знак статистического усреднения.

Для получения значения энтропии H , в соответствии с формулой (2.3) необходимо вычислить собственные числа корреляционной матрицы помехи \mathbf{R} . При этом, L собственных значений будут принадлежать подпространству помехи и нормированные собственные значения будут иметь вид:

$$\lambda_{01}, \lambda_{02}, \lambda_{03}, \dots, \lambda_{0L}, \lambda_{0(L+1)} = \Lambda = \lambda_{0n} = 1 \quad [63].$$

Как показано в работе [63], при увеличении отношения помеха/шум минимальное значение энтропии будет стремиться не к нулю, как в случае детерминированного сигнала, а к значению:

$$H_{ашп}^{min} = -\sum_{i=1}^L \lambda_{0i} \ln(\lambda_{0i}), \quad (2.12)$$

которое будет определяться значениями L отличных от нуля собственных чисел корреляционной матрицы помехи \mathbf{R} , которые, в свою очередь, будут зависеть от ширины спектра помехи $\Delta f_{ашп}$.

Проведем анализ когерентности активной шумовой помехи относительно когерентности детерминированного (полезного) гармонического сигнала. А именно, будем рассматривать активные шумовые помехи с шириной спектра $\Delta f_{ашп}$, кратной полосе полезного сигнала Δf_c , которая, в свою очередь, согласована с полосой пропускания приёмной системы $\Delta f_{п}$:

$$\Delta f_c = \Delta f_{п}, \quad \Delta f_{ашп} = \alpha \cdot \Delta f_c, \quad \alpha = 1, 2, \dots$$

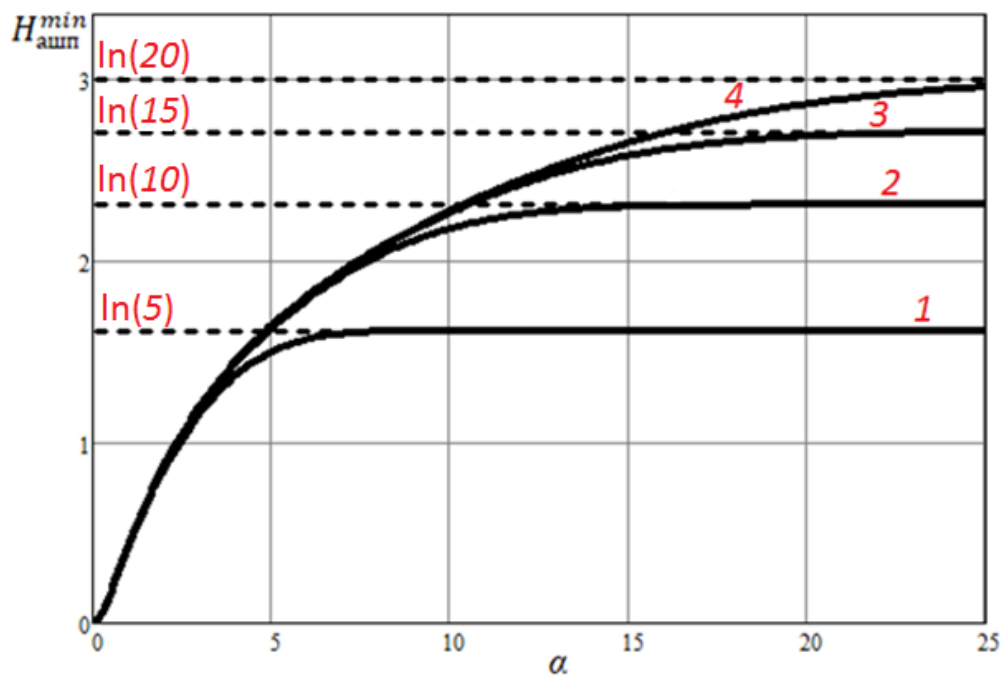


Рис. 2.3. Зависимость значения энтропии $H_{ашп}^{min}$ от коэффициента α при различной длине выборки процесса N :

кривая 1 – $N=5$; кривая 2 – $N=10$; кривая 3 – $N=15$; кривая 4 – $N=20$

На рис. 2.3 показана зависимость значения энтропии $H_{ашп}^{min}$ от коэффициента α (во сколько раз полоса помехи шире полосы приемника) при различной длине выборки процесса N . Из анализа полученных зависимостей можно сделать вывод, что значения энтропии $H_{ашп}^{min}$ стремятся к своим максимальным значениям $H \rightarrow \ln(N)$ при $\Delta f_{ашп} \approx N \cdot \Delta f_c$, то есть процесс можно считать некогерентным.

Полученные результаты по оценке степени когерентности шумовых помех в приложении задач радиолокации представляется возможным распространить и на более широкий класс радиотехнических задач. Традиционно в литературе, например в [9, 72], «узкополосными» называются случайные процессы, ширина спектра которых много меньше их средней частоты f_0 , то есть $\Delta f_n \ll f_0$. При этом, спектр $G_n(f)$ рассматриваемого случайного процесса $G_n(t)$ имеет постоянную спектральную плотность в пределах полосы Δf_n . Однако, как отмечено в [71, 72], эти определения узкополосности и широкополосности не точны, и их полезность основана на достаточно большом различии между этими двумя случаями.

Таким образом, полученные в данном разделе результаты оценки когерентности активной шумовой помехи позволяют, с определенной строгостью, ввести понятие «широкополосной помехи» при выполнении соотношения $\Delta f_{ашп} \approx N \cdot \Delta f_c$ [69].

Аналогично, при значениях полосы помехи порядка $\Delta f_{ашп} < N \cdot \Delta f_c$ шумовая помеха является частично когерентной, и данную помеху можно условно считать «узкополосной» (в задачах помехозащищенности радиолокационных станций такие помехи имеют также термин «прицельные» [9]).

Полученный результат вполне согласуется с проведенным в разделе 1.3 моделированием оценки когерентности радиолокационных сигналов с флуктуациями частоты.

2.2.2. Влияние нестационарности помеховой обстановки на оценку степени когерентности активных шумовых помех

Главной задачей систем компенсации помех является обеспечение работы многофункциональных РЛС в сложной помеховой обстановке. В реальных условиях работы РЛС приходится иметь дело с нестационарной помеховой обстановкой, что объясняется рядом факторов.

Одним из основных факторов нестационарности является перемещение радиолокационных объектов наблюдения, связанное с динамикой их движения, а также перемещение РЛС на подвижном объекте. Нестационарность вызывается также режимом обзора РЛС, так как в процессе обзора изменяются угловые соотношения между лучом антенны и постановщиком помех, а, следовательно, и угловое положение нулей ДН относительно максимума основного лепестка. При этом вычисление весовых коэффициентов (ВК) автокомпенсатора (АК) приходится осуществлять в специальных служебных зонах, в которых РЛС не излучает, а работает только на прием. Фактически это означает потерю полезной информации, что приводит к потерям в обнаружении и ухудшению качества межпериодной обработки за счет расширения доплеровских фильтров и увеличения уровня их боковых лепестков.

Известные методы компенсации активной шумовой помехи позволяют успешно разрабатывать радиолокационные системы для стационарной помеховой обстановки. К наиболее распространенным на практике методам относятся автокомпенсаторы с использованием компенсационных антенн [73-75]. Однако, в реальных условиях работы радиолокационных систем приходится иметь дело с нестационарной помеховой обстановкой, что объясняется рядом факторов. Одним из основных факторов нестационарности является перемещение радиолокационных объектов наблюдения, связанное с динамикой их движения, а также перемещение локатора на подвижном объекте. Нестационарность вызывается также режимом обзора радиолокационной системы, так как в процессе обзора изменяются угловые соотношения между лучом антенны и постановщиком помех, а, следовательно, и угловое положение нулей диаграммы направленности

относительно максимума основного лепестка. Это означает, что нестационарность связана с эффектом несоответствия (рассогласования) параметров весовых коэффициентов автокомпенсатора активной шумовой помехи пространственному положению диаграммы направленности антенны и источника помехи, связанным с вращением антенны радиолокационной системы (то есть «устаревание» параметров весовых коэффициентов автокомпенсатора). В итоге, влияние данного фактора приводит к существенному снижению коэффициента подавления активной шумовой помехи [17].

Пусть за время обработки луч антенной решетки отклонился от направления на источник активной шумовой помехи на угол β . Обозначим вектор Φ_0 – вектор внешней помехи, Φ_1 – вектор внешней помехи, отклонившийся на угол β .

Соответственно, должно выполняться условие:

$$\cos(\beta) = \frac{\Phi_1^* \Phi_0}{\sqrt{\Phi_1^* \Phi_1 \Phi_0^* \Phi_0}}. \quad (2.13)$$

Если при этом $|\cos(\beta)| \approx 1$, то векторы квазиколлинеарны, а в случае $|\cos(\beta)| \ll 1$ – квазиортогональны.

Соответственно, вектор Φ_1 может быть представлен в виде ортогональной проекции

$$\Phi_1 = P \cdot \Phi_0, \quad (2.14)$$

где $P = B(B^* B)^{-1} B^*$ – матрица-проектор [76], $B = [\Phi_1, \Phi_0]$.

В соответствии с этим, выражение энтропии может быть представлено в виде:

$$H = \ln(aq^2 N + N) - \frac{aq^2 N + 1}{aq^2 N + N} \cdot \ln(aq^2 N + 1), \quad (2.15)$$

где $a = \cos(\beta)$.

На рис. 2.4 представлены зависимости энтропии от отношения помеха/шум для различных значений параметра $a = \cos(\beta)$, соответствующих отклонению луча антенной решетки от направления на источник активной шумовой помехи.

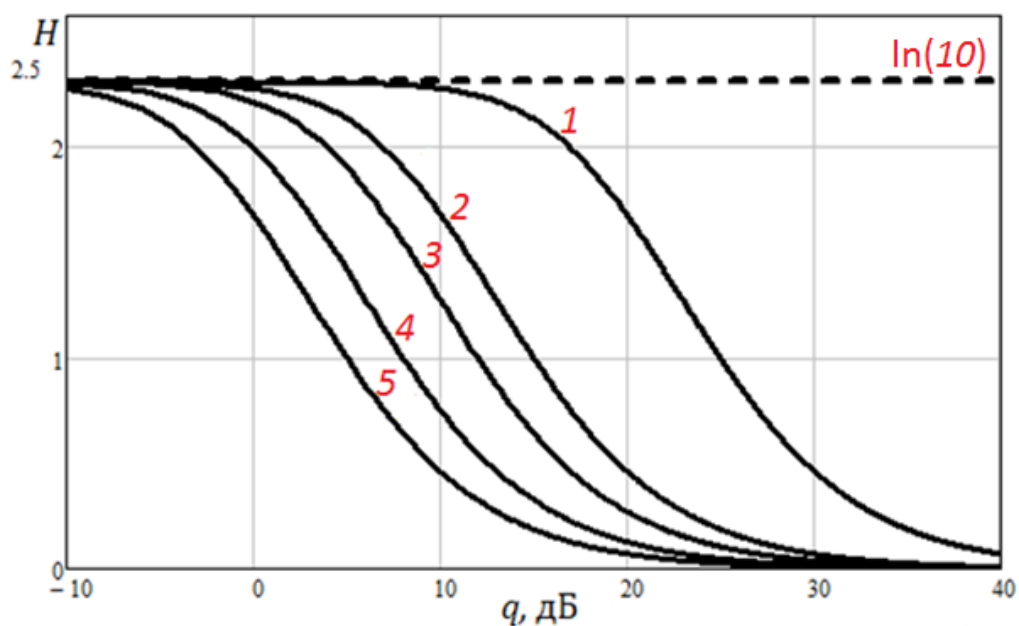


Рис. 2.4. Зависимость энтропии от отношения помеха/шум для различных значений параметра $a = \cos(\beta)$:
 кривая 1 – $a=0,01$; кривая 2 – $a=0,1$; кривая 3 – $a=0,2$; кривая 4 – $a=0,5$;
 кривая 5 – $a=1$

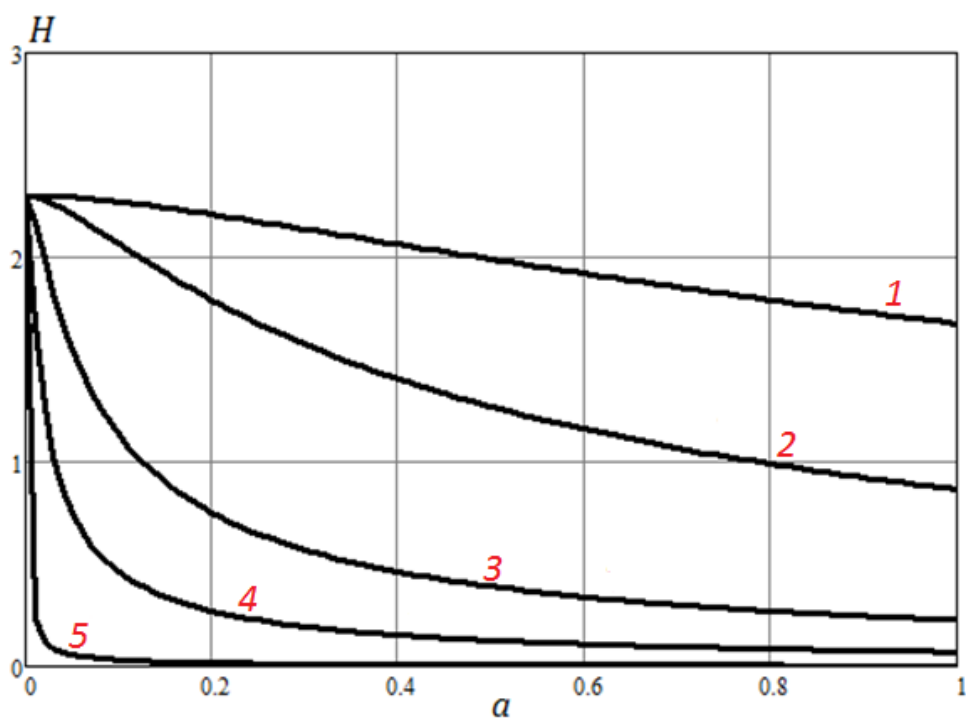


Рис. 2.5. Зависимость энтропии от параметра $a = \cos(\beta)$ при фиксированных значениях помеха/шум q :
 кривая 1 – $q=1$; кривая 2 – $q=2$; кривая 3 – $q=5$; кривая 4 – $q=10$;
 кривая 5 – $q=50$

На рис. 2.5 представлены аналогичные зависимости энтропии, но от параметра $a = \cos(\beta)$ при фиксированных значениях помеха/шум ($q = 1; 2; 5; 10$) и $N=10$.

Как видно из анализа полученной модели, несоответствие параметров весовых коэффициентов автокомпенсатора активной шумовой помехи пространственному положению диаграммы направленности антенны и источника помехи приводит к разрушению когерентности принимаемого процесса. А именно, отклонение луча от направления на источник помехи приводит, что очевидно, к уменьшению величины отношения помеха/шум. При отклонении луча на величину ширины диаграммы направленности (то есть в случае ортогональных сигналов, $\beta \rightarrow \frac{\pi}{2}, |\cos(\beta)| \rightarrow 0$) значение энтропии H стремится к 0 при бóльших значениях отношения помеха/шум [69, 70].

2.2.3. Влияние времени воздействия активной шумовой помехи на оценку ее степени когерентности

В предыдущих разделах рассматривались случаи, когда время воздействия АШП на РЛС превышает время обработки радиолокационной информации, то есть $t_{АШП} \geq t_{ОБР}$ (здесь $t_{АШП}$ – время существования помехи в заданном луче активной фазированной антенной решетки (АФАР), $t_{ОБР}$ – время обработки в РЛС). Проведем оценку степени когерентности активной шумовой помехи при $t_{АШП} < t_{ОБР}$. На практике такая ситуация возникает при воздействии на РЛС мерцающих (нестационарных по пространству) помех. При этом, активная шумовая помеха излучается не непрерывно, а прерывается либо в заранее выбранные, либо случайные моменты времени. Прерывание используется для сосредоточения большей мощности помехи на определенных интервалах времени, а также с целью вызвать параметрическое воздействие на автокомпенсатор АШП радиолокатора. Это приводит к флуктуациям весовых коэффициентов автокомпенсатора и, как следствие, к уменьшению коэффициента подавления АШП вплоть до полного срыва компенсации [77].

Пусть радиолокационной системой принимается входной сигнал, представляющий собой аддитивную смесь активной шумовой помехи, характеризующейся случайным вектором сигнала \mathbf{X} и собственного шума приемного канала \mathbf{Z} , распределенных в общем случае по гауссовскому (нормальному) закону:

$$\mathbf{Y}_n = (\nu^2 \mathbf{X}_m + \sigma^2 \mathbf{Z}_m, \sigma^2 \mathbf{Z}_{n-m}), \quad m \leq n, \quad (2.16)$$

где ν^2 – мощность помехи, σ^2 – мощность собственного шума приемного канала.

В соотношении (2.16) N – количество импульсов в принимаемой пачке сигналов, m – количество импульсов, соответствующих аддитивной смеси помехи и собственного шума и, соответственно, $(N - m)$ – количество импульсов, соответствующих собственному шуму.

Тогда нормированные собственные числа корреляционной матрицы входного процесса $\mathbf{R} = \langle \mathbf{X}\mathbf{X}^* \rangle$ будут определяться соотношениями:

$$\lambda_{01}, \lambda_{02}, \dots, \lambda_{0m} = \frac{mq^2 + 1}{mq^2 + N}, \quad \lambda_{0(n-m)}, \dots, \lambda_{0n} = \frac{1}{mq^2 + N}, \quad (2.17)$$

Нетрудно показать, что в данном случае значение энтропии будет иметь вид:

$$H = \ln(mq^2 + N) - \frac{mq^2 + m}{mq^2 + N} \cdot \ln(q^2 + 1). \quad (2.18)$$

На рис. 2.6 приведён график зависимости значений энтропии аддитивной смеси активной шумовой помехи и собственного шума от отношения помеха/шум q для различных значений длительности помехи (количества импульсов помехи m), при количестве импульсов в принимаемой пачке сигналов $N=10$.

Из анализа рис. 2.6 видно, что при наличии только одной выборки помехи ($m = 1$) и по мере увеличения отношения помеха/шум (при $q \rightarrow \infty$) значения энтропии H стремятся к нулю, аналогично аддитивной смеси детерминированного сигнала и гауссового шума [60]. При значениях $m > 1$ с возрастанием q энтропия H монотонно уменьшается, достигая своего минимального значения $H = \ln(m)$. Таким образом, характер когерентности прерывистой АШП будет аналогичен сумме m ортогональных независимых фронтов внешних источников помехи со случайной мощностью [69].

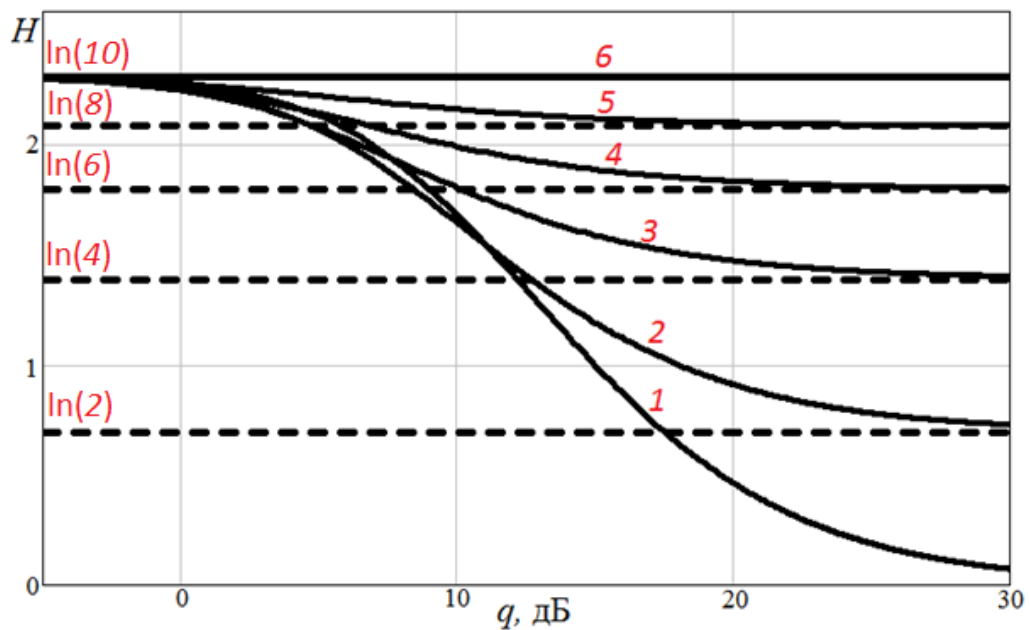


Рис. 2.6. Зависимость энтропии от отношения помеха/шум для различных значений параметра m : кривая 1 – $m=1$; кривая 2 – $m=2$; кривая 3 – $m=4$; кривая 4 – $m=6$; кривая 5 – $m=8$; кривая 6 – $m=10$

2.3. Выводы по главе 2

1. Полученная оценка и проведенный анализ степени когерентности активной шумовой помехи на основе анализа распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы позволила придать когерентным свойствам активных шумовых помех количественную оценку. Это позволяет использовать полученную информационную меру для оценки качества радиотехнических систем.

2. Получены оценки влияния ширины частотного диапазона, влияния нестационарности помеховой обстановки и влияния времени воздействия активной шумовой помехи на степень когерентности активной шумовой помехи. В качестве примера такого использования можно привести задачи селекции имитирующих помех и с защитой радиолокационных систем от имитирующих помех [12].

3. Приведенная мера когерентности позволяет распространить понятие «когерентность» на шумовые сигналы, в частности на понятия «широкополосный случайный процесс», «широкополосная помеха» и «узкополосный случайный

процесс», «узкополосная помеха» и дать данным понятиям количественную оценку:

- при выполнении соотношения $\Delta f_{\text{ашп}} \approx N \cdot \Delta f_c$ АШП является некогерентной и данную помеху можно считать «широкополосной».

- при выполнении соотношения $\Delta f_{\text{ашп}} < N \cdot \Delta f_c$ шумовая помеха является частично когерентной и данную помеху можно считать «узкополосной» («прицельной»).

ГЛАВА 3. КОГЕРЕНТНОСТЬ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ ИСТОЧНИКОВ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

В главе 3 проводится анализ степени когерентности радиолокационных сигналов, отраженных от источников пассивных помех с различными спектральными характеристиками, обусловленными различной скоростью ветра. В качестве количественной меры степени когерентности помехи используется энтропия распределения собственных чисел корреляционной матрицы пассивной помехи. Показано, что значение энтропии может быть использовано для оценки максимального коэффициента подавления пассивной помехи. Приводятся зависимости коэффициента подавления пассивной помехи от среднеквадратической ширины спектра пассивной помехи для различных значений длины выборки процесса и длины волны. Проводится оценка когерентности аддитивной смеси сигналов, отраженных от источника помехи и цели. Показано, что мера когерентности радиолокационных сигналов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы позволяет дать оценку максимальной подпомеховой видимости.

Основные результаты главы опубликованы в работах [78, 79].

3.1. Когерентность радиолокационных сигналов с флуктуациями частоты

Рассмотрим модель пассивной помехи как колебания с флуктуациями частоты Доплера f , распределенными по нормальному закону со среднеквадратическим отклонением (СКО) σ_f относительно средней частоты Доплера f [22].

Пусть на вход приёмника радиолокационной системы поступает аддитивная смесь полезного сигнала \mathbf{S} и собственного шума \mathbf{n} , распределенного по гауссовскому закону [8]:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{S} + \mathbf{n} . \quad (3.1)$$

Комплексная амплитуда отражённого радиолокационного сигнала определяется вектором [8]

$$\mathbf{S} = (e^{-j f T}, e^{-j 2 f T}, \dots, e^{-j N f T})^*, \quad (3.2)$$

где T – период зондирования радиолокационных импульсов, N – количество импульсов в пачке принимаемых отраженных от цели сигналов, f – частота Доплера, $*$ – знак эрмитова сопряжения.

Модель сигнала, представленного выражениями (3.1) и (3.2), отраженного от источника пассивной помехи, имеет вид:

$$\mathbf{S}_{\text{пп}} = (e^{-j((f+f_1)T)}, e^{-j(2(f+f_2)T)}, \dots, e^{-j(N(f+f_N)T)})^*, \quad (3.3)$$

где f_1, f_2, \dots, f_N – случайные частоты, распределенные по нормальному закону с СКО σ_f .

Корреляционная матрица (КМ) принимаемого сигнала имеет вид [8]

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{S}_{\text{пп}} \mathbf{S}_{\text{пп}}^* \rangle, \quad (3.4)$$

где $\langle * \rangle$ – знак статистического усреднения.

С учетом собственного шума единичной мощности КМ имеет вид:

$$\mathbf{\Phi} = \mathbf{R} + \mathbf{I}. \quad (3.5)$$

При увеличении отношения сигнал/шум (при $q \rightarrow \infty$) значение энтропии H стремится к нулю (то есть процесс становится полностью когерентным), при $q \rightarrow 0$ энтропия H стремится к значению $\ln(N)$.

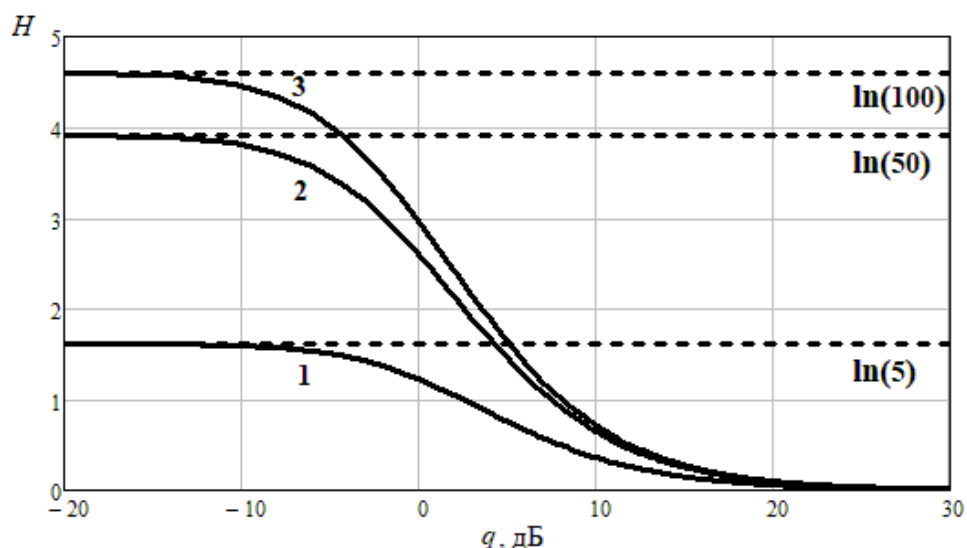


Рис. 3.1. Зависимость значений энтропии от ОСШ для аддитивной смеси детерминированного сигнала и гауссового шума для различных значений длины выборки процесса N : 1 - $N=5$; 2 - $N=50$; 3 - $N=100$

В случае сигнала, отраженного от источника пассивной помехи, с КМ \mathbf{R} энтропия H_{III} при ОСШ $q \rightarrow \infty$ будет стремиться не к нулю, а к постоянному значению H_{IIImin} , которое будет определяться шириной спектра пассивной помехи.

В этом случае очевидно предположить, что степень «некогерентности» пассивной помехи H_{IIImin} будет являться ограничением при её подавлении в системе селекции движущихся целей РЛС [80]. То есть максимальный коэффициент подавления пассивной помехи можно выразить через степень когерентности в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы [22].

Максимальный коэффициент подавления пассивной помехи на выходе системы селекции движущихся целей можно представить в виде:

$$Q_{max} \sim \ln(N)/H_{IIImin}, N > 1. \quad (3.8)$$

Как показано в работе [22] во многих практических случаях при анализе спектра пассивной помехи, при определенных допущениях, может быть использована простая гауссова модель со среднеквадратическим отклонением σ_v [м/с]:

$$\sigma_f = \frac{2 \cdot \sigma_v}{\lambda}.$$

Среднеквадратические значения параметров спектра σ_v при различных скоростях ветра составляют от 0,12 м/с (для легкого ветра) до 0,33 м/с (для штормового ветра) [22].

На рис. 3.2-3.5 показаны графики зависимости коэффициента подавления пассивной помехи в соответствии с выражением (3.8) от среднеквадратической ширины спектра σ_v [м/с] для различных значений длины выборки процесса N и длины волны λ .

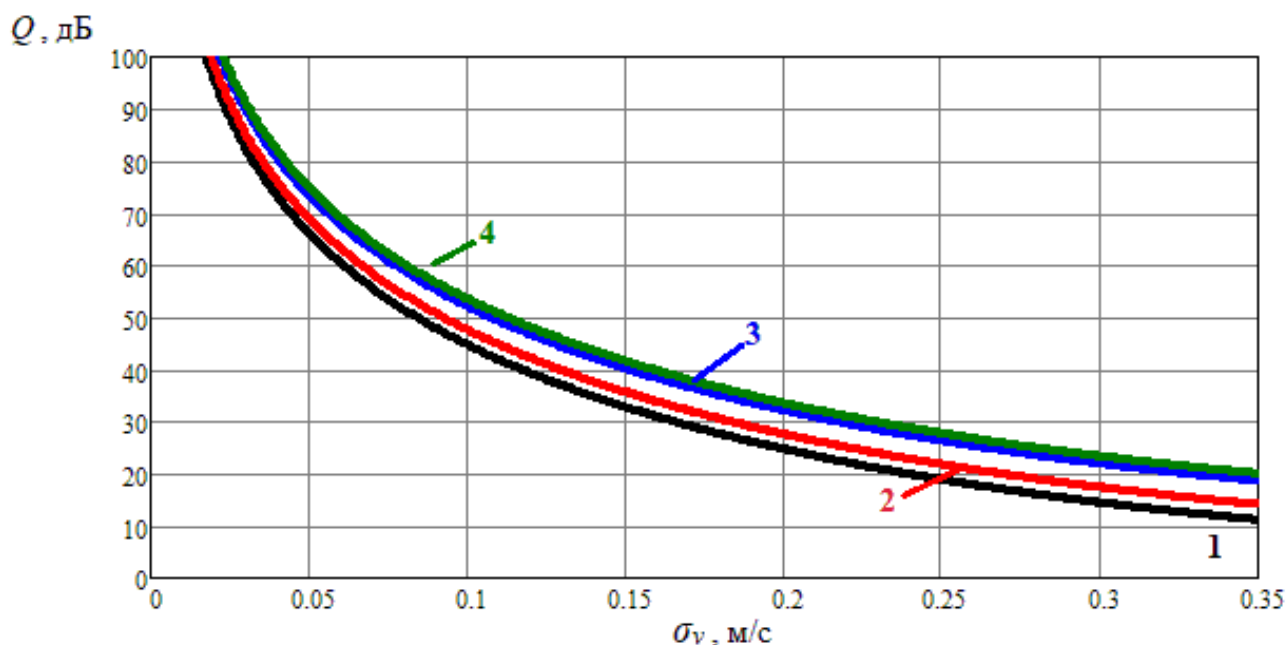


Рис. 3.2. Зависимость коэффициента подавления пассивной помехи от среднеквадратической ширины спектра σ_v пассивной помехи для различных значений длины выборки процесса N и длине волны $\lambda=23$ см:

1 - $N=5$; 2 - $N=10$; 3 - $N=50$; 4 - $N=100$

Из графиков на рис. 3.2 видно, что при увеличении среднеквадратической ширины спектра ПП σ_v уменьшается коэффициент подавления пассивной помехи: при легком ветре ($\sigma_v \sim 0.12$ м/с) коэффициент подавления пассивной помехи будет составлять величину порядка (40÷50) дБ, а при штормовом ветре ($\sigma_v \sim 0.33$ м/с) будет ограничено значениями порядка (10÷20) дБ [77, 78].

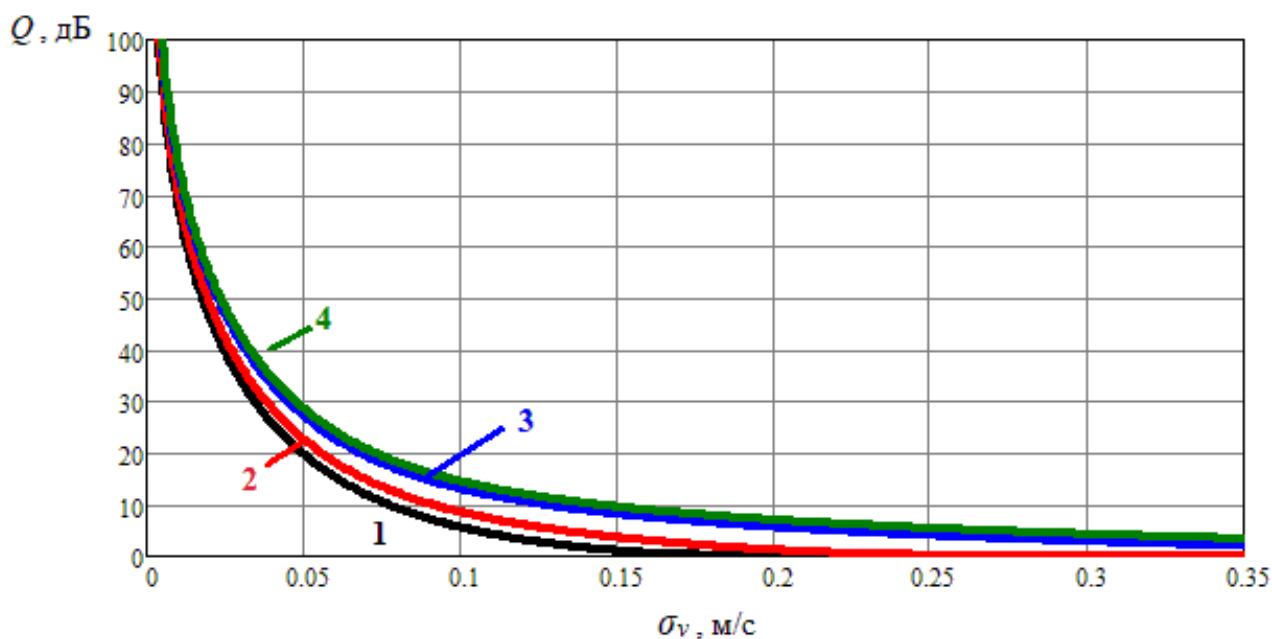


Рис. 3.3. Зависимость коэффициента подавления пассивной помехи от среднеквадратической ширины спектра σ_v пассивной помехи для различных значений длины выборки процесса N и длине волны $\lambda=1$ см:

1 - $N=5$; 2 - $N=10$; 3 - $N=50$; 4 - $N=100$

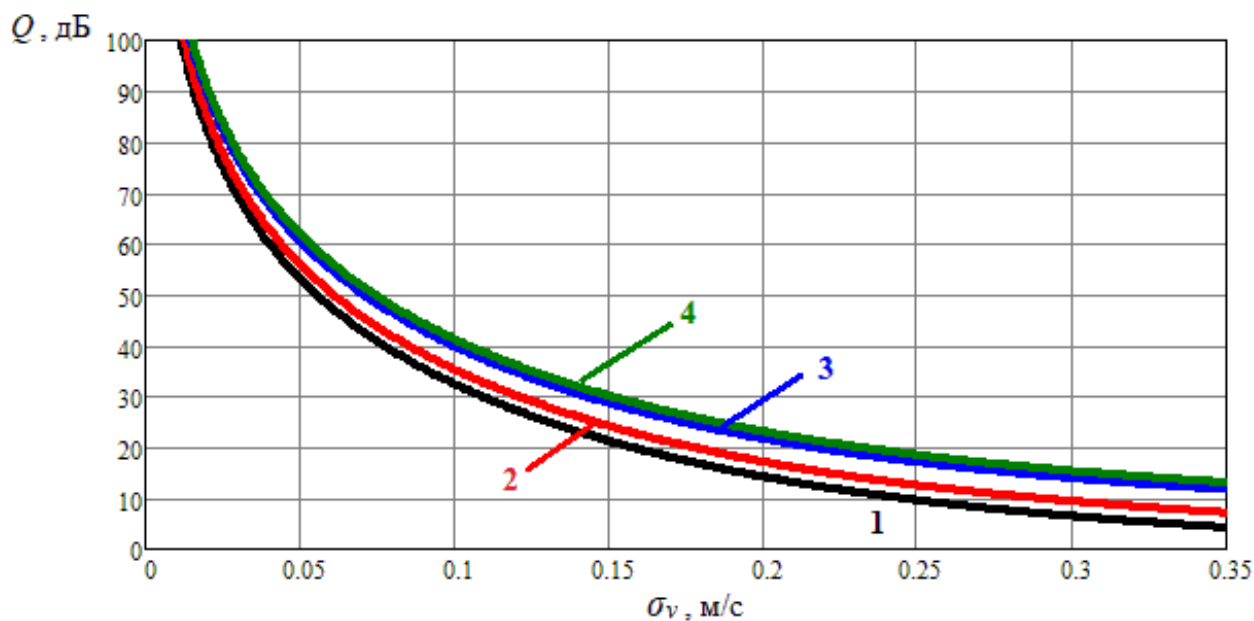


Рис. 3.4. Зависимость коэффициента подавления пассивной помехи от среднеквадратической ширины спектра σ_v пассивной помехи для различных значений длины выборки процесса N и длине волны $\lambda=10$ см:

1 - $N=5$; 2 - $N=10$; 3 - $N=50$; 4 - $N=100$

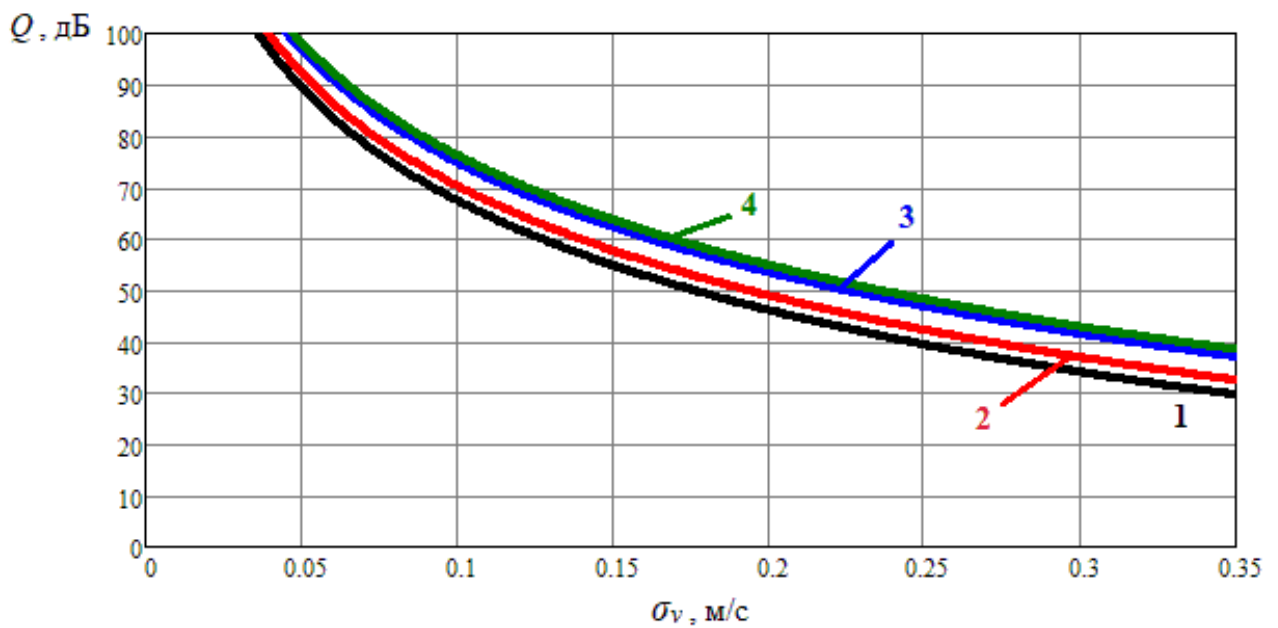


Рис. 3.5. Зависимость коэффициента подавления пассивной помехи от среднеквадратической ширины спектра σ_v пассивной помехи для различных значений длины выборки процесса N и длине волны $\lambda=100$ см:

1 - $N=5$; 2 - $N=10$; 3 - $N=50$; 4 - $N=100$

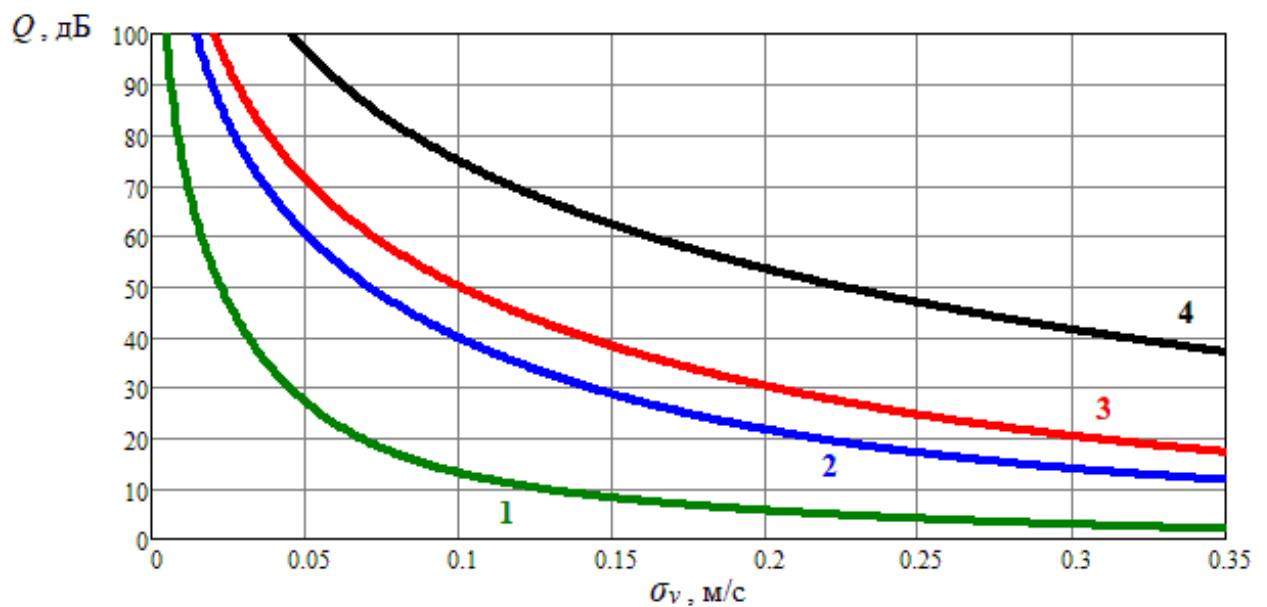


Рис. 3.6. Зависимость коэффициента подавления пассивной помехи от среднеквадратической ширины спектра σ_v пассивной помехи для различных значений длины волны λ ($N=50$):

1 - $\lambda=1$ см; 2 - $\lambda=10$ см; 3 - $\lambda=20$ см; 4 - $\lambda=100$ см

На рис. 3.6 показаны графики зависимости коэффициента подавления пассивной помехи от среднеквадратической ширины спектра σ_v [м/с] для различных значений длины волны λ и выборки процесса $N=50$. Из графиков на рис. 3.6 видно, что при средних значениях среднеквадратической ширины спектра ($\sigma_v \sim 0.2 \div 0.25$ м/с) коэффициент подавления пассивной помехи будет меняться от величины порядка 45÷55 дБ при длине волны $\lambda=100$ см до значений порядка 5 дБ при длине волны $\lambda=1$ см. Таким образом, видно, что при уменьшении степени когерентности радиолокационных сигналов, отраженных от источников пассивных помех, за счет расширения доплеровского спектра будет уменьшаться коэффициент подавления пассивной помехи (например, при малой длине выборки, коротких длинах волн и сильном ветре коэффициент подавления может снижаться до нуля дБ – кривая 1) [78].

3.2. Когерентность суммы радиолокационных сигналов, отраженных от источника пассивной помехи и цели

Проведем оценку когерентности аддитивной смеси радиолокационных сигналов, отраженных от источника помехи и цели. Без ограничения общности рассмотрим наиболее простой для анализа, но показательный случай, когда отсутствует доплеровское расширение спектра пассивной помехи за счет влияния ветра, то есть сумму двух детерминированных сигналов с частотой Доплера f_{III} и с частотой Доплера f_{II} .

Пусть радиолокационный сигнал создается двумя некоррелированными между собой сигналами, отраженными от цели $\nu_1 \mathbf{S}(f_{II})$ и источника пассивной помехи $\nu_2 \mathbf{S}(f_{III})$, принимаемый на фоне собственного шума единичной мощности \mathbf{n} .

$$\mathbf{S}_1 = \nu_1 \mathbf{S}(f_{II}) + \nu_2 \mathbf{S}(f_{III}) + \mathbf{n},$$

где $\nu_{1,2} = (\langle |a_{1,2}|^2 \rangle) / \sigma_0^2$ - отношение мощности сигнала (внешней помехи) к мощности собственного шума в приемной системе (далее мощность собственного

шума считать единичной $\sigma_0^2=1$).

Тогда, корреляционная матрица помехи имеет вид [16]

$$\mathbf{M} = \mathbf{I} + \nu_1 \mathbf{\Phi}_1 \mathbf{\Phi}_1^* + \nu_2 \mathbf{\Phi}_2 \mathbf{\Phi}_2^*. \quad (3.9)$$

Эту матрицу можно представить в виде разложения по матричным проекторам:

$$\mathbf{M} = (\mathbf{I} - \mathbf{U}_1 \mathbf{U}_1^* - \mathbf{U}_2 \mathbf{U}_2^*) + \lambda_1 \mathbf{U}_1 \mathbf{U}_1^* + \lambda_2 \mathbf{U}_2 \mathbf{U}_2^*, \quad (3.10)$$

где $\lambda_{1,2}$ - собственные числа, $\mathbf{U}_{1,2}$ - ортонормированные собственные вектора.

Собственные числа этой матрицы имеют вид [16]:

$$\begin{cases} \lambda_{1,2} = 1 + \frac{N(\nu_1 + \nu_2)}{2} \pm \sqrt{\frac{N^2(\nu_1 - \nu_2)^2}{4} + \nu_1 \nu_2 |\mathbf{\Phi}_1^* \mathbf{\Phi}_2|^2}, \\ \lambda_3 = \lambda_4 = \dots = \lambda_N = 1 \end{cases} \quad (3.11)$$

при этом $\mathbf{\Phi}_1^* \mathbf{\Phi}_1 = N$ и $\mathbf{\Phi}_2^* \mathbf{\Phi}_2 = N$.

Нормированные собственные значения КМ определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} \lambda_{01} &= \frac{(\nu_1 + \nu_2)^2 (N + |F_{12}|) + 1}{2(\nu_1 + \nu_2)^2 N + N}, \lambda_{02} = \frac{(\nu_1 + \nu_2)^2 (N - |F_{12}|) + 1}{2(\nu_1 + \nu_2)^2 N + N}, \\ \lambda_{03} &= \dots = \lambda_{0N} = \frac{1}{2(\nu_1 + \nu_2)^2 N + N}, \end{aligned} \quad (3.12)$$

где $F_{12} = \mathbf{\Phi}_1^* \mathbf{\Phi}_2$ – скалярное произведение векторов $\mathbf{\Phi}_1$ и $\mathbf{\Phi}_2$, $0 \leq |F_{12}| \leq N$.

Значение энтропии имеет вид:

$$\begin{aligned} H &= \ln((\nu_1 + \nu_2)^2 N + N) - \frac{0.5 \cdot (\nu_1 + \nu_2)^2 (N + F_{12}) + 1}{(\nu_1 + \nu_2)^2 N + N} \cdot \ln[0.5 \cdot (\nu_1 + \nu_2)^2 (N + F_{12}) + 1] - \\ &\quad - \frac{0.5 \cdot (\nu_1 + \nu_2)^2 (N - F_{12}) + 1}{(\nu_1 + \nu_2)^2 N + N} \cdot \ln[0.5 \cdot (\nu_1 + \nu_2)^2 (N - F_{12}) + 1]. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Из рис. 3.7 видно, что при $|F_{12}| = N$ и по мере увеличения отношения помеха/шум (при $q \rightarrow \infty$) значения энтропии H стремятся к нулю, что соответствует случаю аддитивной смеси детерминированного сигнала и гауссового шума. При $|F_{12}| = 0$ и $q \rightarrow \infty$ энтропия будет стремиться к значению $H = \ln(2)$.

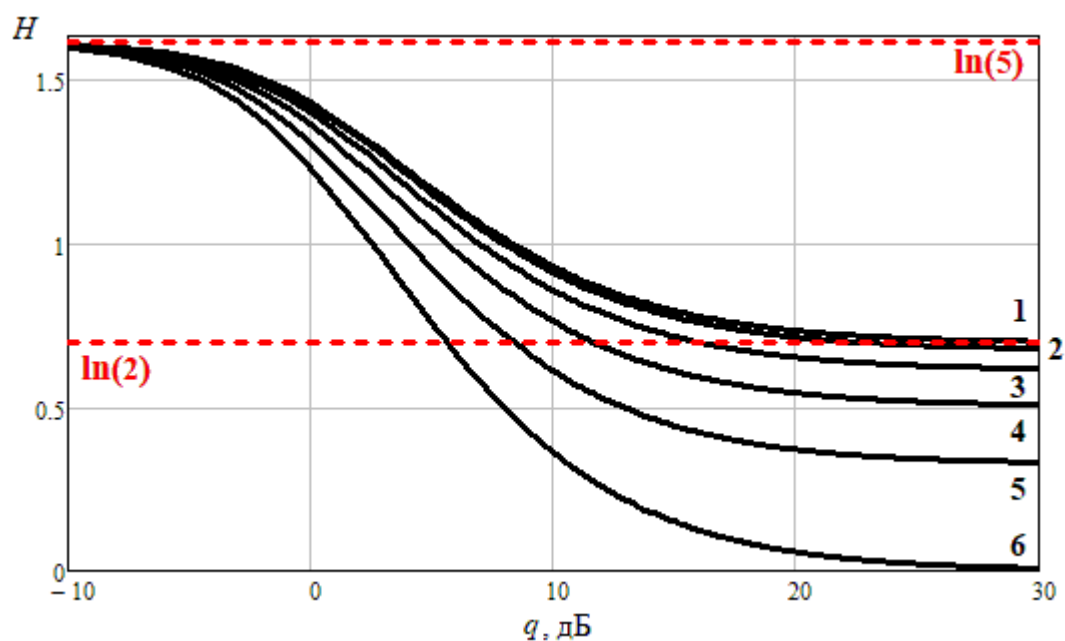


Рис. 3.7. Зависимость значений энтропии от отношения помеха/шум ($N=5$) для различных значений скалярного произведения векторов $|F_{12}|$:

1 - $|F_{12}| = 0$; 2 - $|F_{12}| = 1$; 3 - $|F_{12}| = 2$; 4 - $|F_{12}| = 3$; 5 - $|F_{12}| = 4$; 6 - $|F_{12}| = N$

На рис. 3.8 приведены графики зависимости значений энтропии аддитивной смеси сигналов, отраженных от источника пассивной помехи (местного предмета) и подвижной цели, на фоне собственного шума от отношения сигнал/шум $q=v_1/\sigma$ (ОСШ) при некоторых фиксированных значениях отношения сигнал/помеха (ОСП) ($v_1/v_2=-10\text{дБ}$, -20дБ , -30дБ) и длины выборки $N=10$. Рассмотрим данные зависимости для случая ортогональных сигналов ($|F_{12}|=0$).

Из рис. 3.8 видно, что при ОСШ $q \rightarrow \infty$ энтропия будет стремиться к значению $H = \ln 2$. Кроме того, энтропия (когерентность) смеси двух сигналов существенно отличается от энтропии (когерентности) одиночного детерминированного сигнала, что может служить признаком при их разрешении (классификации) [78].

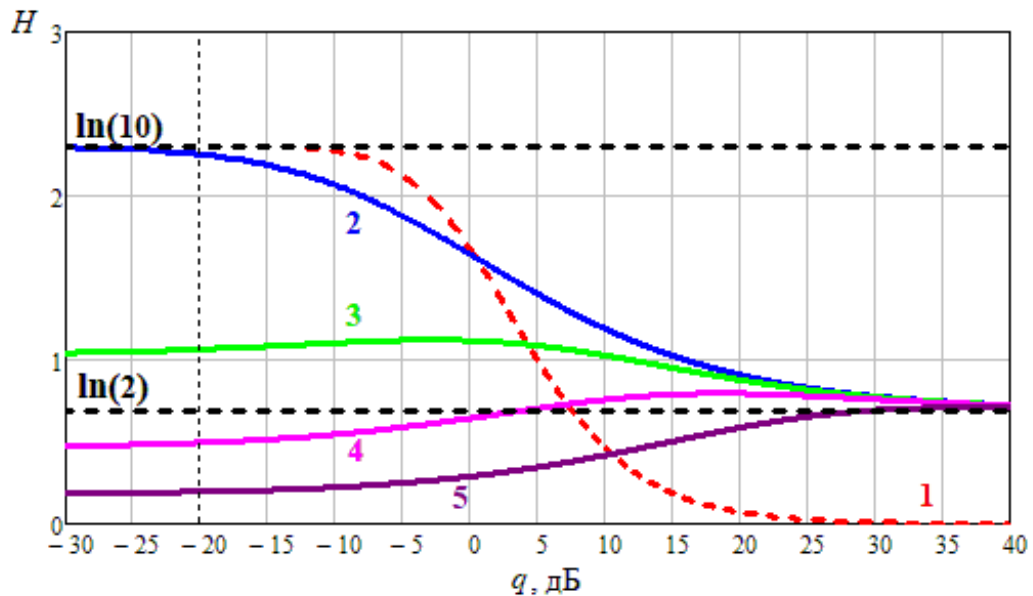


Рис. 3.8. Зависимость значений энтропии одиночного детерминированного сигнала (кривая 1) и аддитивной смеси сигналов, отраженных от источника пассивной помехи (местного предмета) и подвижной цели (кривые 2, 3, 4, 5), на фоне собственного шума от отношения сигнал/шум $q = v_1/\sigma$ (ОСШ) при некоторых фиксированных значениях отношения сигнал/помеха (ОСП) и длине выборки $N=10$:

2 - $v_1=v_2$; 3 - $v_1/v_2=-10$ дБ; 4 - $v_1/v_2=-20$ дБ; 5 - $v_1/v_2=-30$ дБ

Также интересно отметить поведение графиков 3, 4 для случаев мощной помехи. Видно, что при малом отношении сигнал/шум когерентность будет полностью определяться сигналом, отраженным от источника помехи и будет составлять некоторую фиксированную величину. Однако по мере увеличения отношения сигнал/шум будет расти вклад в суммарную когерентность сигнальной составляющей. При этом, сначала энтропия будет увеличиваться, то есть когерентность аддитивной смеси сигнала и помехи будет уменьшаться. При дальнейшем увеличении ОСШ энтропия будет стремиться к значению $H = \ln 2$. Также, можно увидеть, что различие в энтропии одиночного сигнала (когда мощность помехи много больше мощности сигнала от цели, $v_2 \gg v_1$) от энтропии аддитивной смеси проявляется при отношении сигнал/шум $q = v_1/\sigma \sim -20 \cdot \lg(1/N)$, при $N=10$ $q = -20$ дБ (отмечено на рис. 3.8 вертикальной пунктирной линией) [78].

На рис. 3.9 приведены аналогичные зависимости при равных значениях мощности сигналов, отраженных от цели и помехи $v_1=v_2$ для различных длин выборки N .

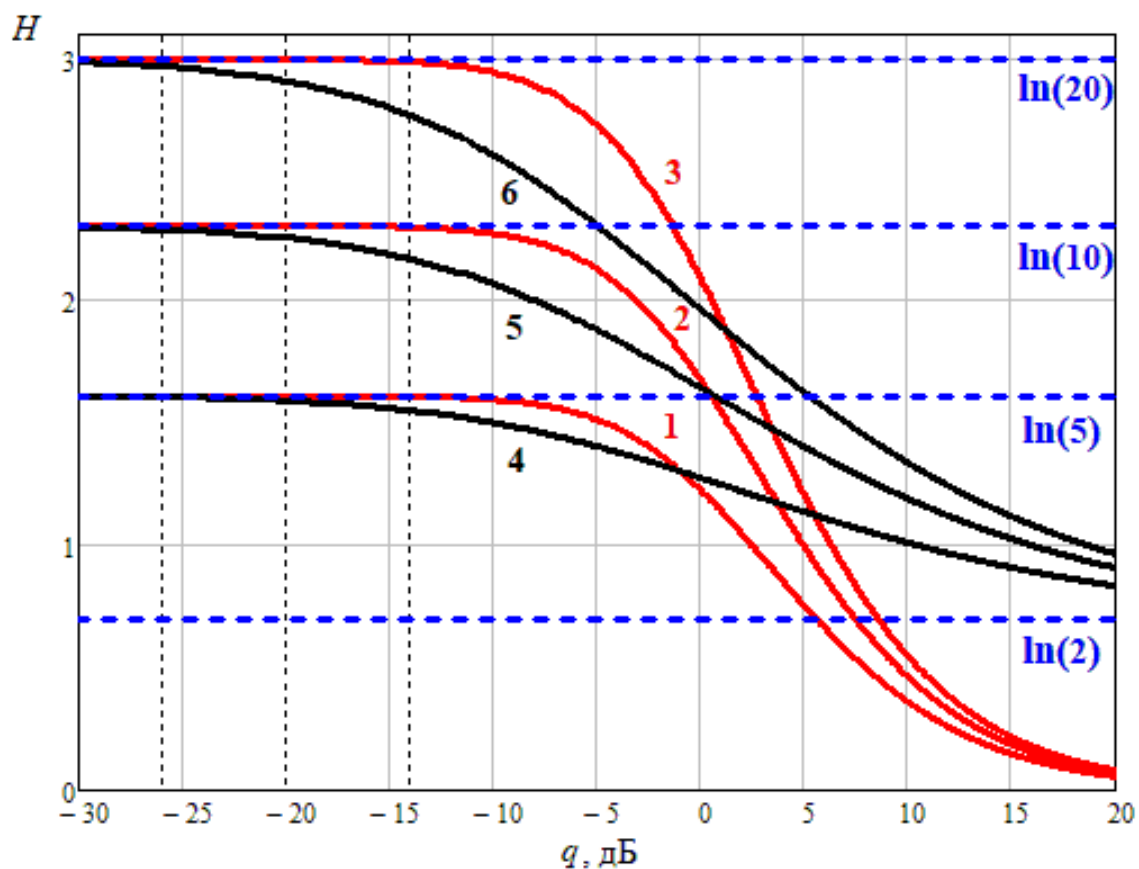


Рис. 3.9. Зависимость значений энтропии одиночного сигнала (кривые 1,2,3) и аддитивной смеси сигналов, отраженных от источника пассивной помехи (местного предмета) и подвижной цели (кривые 4,5,6), на фоне собственного шума от отношения сигнал/шум $q=v_1/\sigma$ (ОСШ) при равных значениях мощности сигналов, отраженных от цели и помехи $v_1=v_2$ для различной длины выборки N : 1, 4 - $N=5$; 2, 5 - $N=10$; 3, 6 - $N=20$

Аналогично рис. 3.5, из рис. 3.9 можно увидеть, что отличие поведения энтропии одиночного сигнала (когда мощность помехи много больше мощности сигнала от цели, $v_2 \gg v_1$) от поведения энтропии аддитивной смеси проявляется при мощности сигнала $v_2 \sim -20 \cdot \lg(1/N)$ (при $N=5$, $v_2 \sim -14$ дБ; при $N=10$, $v_2 \sim -20$ дБ; при $N=20$, $v_2 \sim -26$ дБ) [78].

Отношение мощности пассивной помехи к мощности сигнала, при которой проявляется различие в энтропии одиночного сигнала от энтропии аддитивной смеси, можно интерпретировать как подпомеховую видимость – отношение, показывающее во сколько раз мощность сигнала цели может быть меньше, чем мощность одновременно приходящей с ним помехи [22].

$$Q_{ППВ}[\text{дБ}] \sim 20 \cdot \lg(P_{ПП} / (1/N)) = 20 \cdot \lg(P_{ПП}) + 20 \cdot \lg(N), \quad (3.14)$$

где $P_{ПП}$ [дБ] – мощность пассивной помехи.

На рис. 3.10, в качестве иллюстрации, приведена данная зависимость для различных значений длины выборки N .

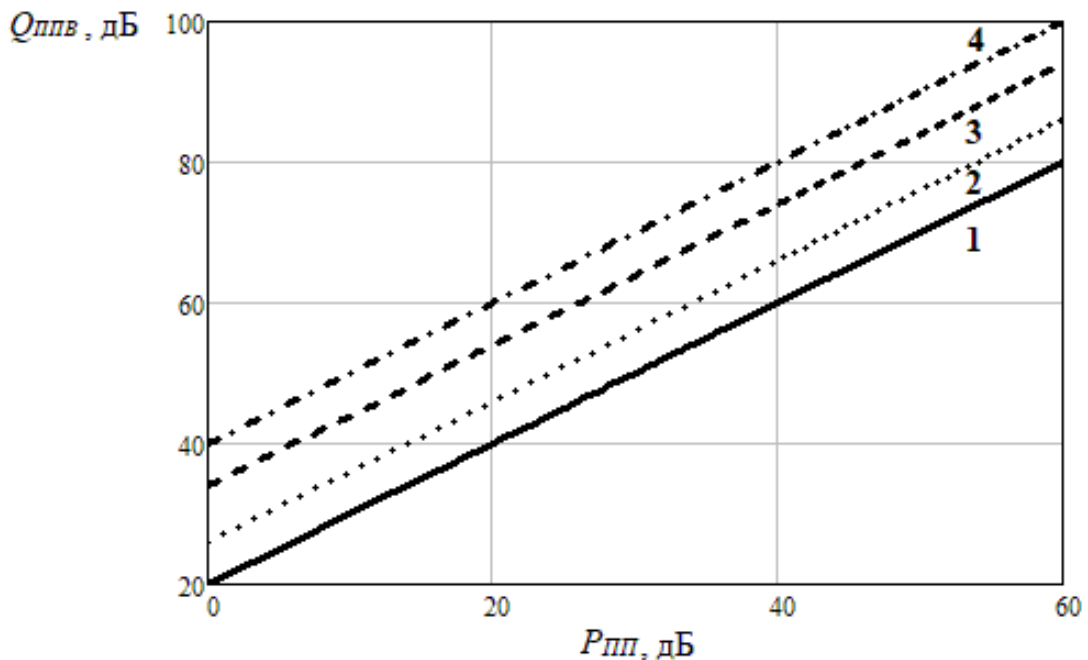


Рис. 3.10. Зависимость подпомеховой видимости $Q_{ППВ}$ от мощности пассивной помехи $P_{ПП}$ для различных значений длины выборки N :

1 - $N=10$; 2 - $N=20$; 3 - $N=50$; 4 - $N=100$

Таким образом, мера когерентности радиолокационных сигналов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы при некоторых допущениях позволяет дать качественную оценку максимальной подпомеховой видимости радиолокационной системы. В данном случае не учитывается доплеровское расширение спектра пассивной помехи за счет влияния ветра, что может, например, соответствовать

случаю отражения радиолокационного сигнала от местных предметов (здания, горы и т.п.) [78].

3.3. Выводы по главе 3

1. Анализ когерентности радиолокационных сигналов, отраженных от источников пассивных помех с различными спектральными характеристиками, показал, что значение энтропии может быть использовано для оценки максимального коэффициента подавления пассивной помехи в системе селекции движущихся целей.

2. Получены зависимости коэффициента подавления пассивной помехи от среднеквадратической ширины спектра пассивной помехи для различных значений длины выборки процесса и длины волны. Показано, что при уменьшении степени когерентности радиолокационных сигналов, отраженных от источников пассивных помех, за счет расширения доплеровского спектра, будет уменьшаться коэффициент подавления пассивной помехи.

3. Анализ когерентности аддитивной смеси сигналов, отраженных от источника помехи и цели, показал, что мера когерентности радиолокационных сигналов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы позволяет дать качественную оценку максимальной подпомеховой видимости.

ГЛАВА 4. СИНТЕЗ МЕТОДОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С УЧЕТОМ КОГЕРЕНТНЫХ СВОЙСТВ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ

В данной главе рассматриваются основные задачи по реализации системы компенсации АШП в РЛС малой дальности. Построен алгоритм трехканального автокомпенсатора АШП на основе метода непосредственного обращения корреляционной матрицы помех (НОМ). Предложена методика повышения эффективности работы АК АШП, основанная на процедуре линейной интерполяции коэффициентов настройки.

Рассматривается метод квазиоптимальной обработки когерентной пачки импульсов, принимаемой на фоне пассивных внешних помех и собственного шума, основанный на аппроксимации неизвестной обратной корреляционной матрицы помех матрицей-проектором на подпространство, ортогональное подпространству помех. Проводится синтез системы селекции движущихся целей когерентной импульсной РЛС на основе проекционного метода доплеровской фильтрации.

Также проводится оценка когерентных свойств системы межпериодной обработки пачки радиолокационных импульсов.

Предложены два устройства защиты от оптически ненаблюдаемых объектов, основанные на измерении радиальной скорости воздушных объектов на проходе. Фазовый метод измерения радиальной скорости основан на измерении разности фаз в соседних периодах повторения импульсов при возбуждении периода повторения. Фильтровой метод измерения радиальной скорости предполагает набор когерентных накопителей с последующим отбором по максимуму. По номеру когерентного накопителя определяется радиальная скорость.

Основные результаты главы опубликованы в работах [17, 25, 81-86, 89-92, 94, 102].

4.1. Синтез алгоритма повышения эффективности работы системы автокомпенсации активных шумовых помех РЛС малой дальности

Одна из основных проблем в построении системы автокомпенсации АШП РЛС малой дальности связана с эффектом устаревания весовых коэффициентов (ВК) АК, как следствие специфики режимов работы РЛС.

Традиционно в импульсных РЛС средней и большой дальности (дальность действия 200-400 км) настройка АК осуществляется в служебных зонах «в конце дистанции» перед началом очередного такта зондирования. Такая настройка весовых коэффициентов АК исключает (или делает пренебрежимо малой) вероятность попадания в обучающую выборку сигналов, отраженных от местных предметов, метеообразований, а также сигналов, отраженных от целей.

В импульсных РЛС малой дальности, при наличии небольшого количества дальностных отсчетов (20-30 отсчетов), настройку ВК АК приходится осуществлять в специальных служебных зонах, длительность которых уже составляет несколько тактов зондирования, в которых РЛС не излучает, а работает только на прием. Фактически это означает потерю полезной информации, что приводит к потерям в обнаружении и ухудшению качества межпериодной обработки за счет расширения доплеровских фильтров и увеличения уровня их боковых лепестков.

Однако, чем больше временной интервал между служебными зонами, тем меньше будет среднее подавление АШП из-за устаревания коэффициентов АК.

Поэтому в РЛС малой дальности становится актуальной задача повышения эффективности системы АК АШП в условиях изменения угловых соотношений между лучом антенны и постановщиком помех и увеличения временного интервала между служебными зонами.

Ошибка, связанная с работой «на ходу», также связана с устареванием настроек коэффициентов подавления, но эта ошибка пренебрежимо мала, так как при максимальной скорости движения ~ 60 км/ч транспортное средство за время, равное $1/2$ ширины азимутального пакета ($\sim 0,025$ с), пройдет незначительное

расстояние, и основной вклад в устаревание коэффициентов подавления будет вносить динамическая ошибка в настройке автокомпенсатора, связанная с вращением антенны и режимами работы РЛС.

4.1.1. Синтез трехканального автокомпенсатора шумовой активной помехи в РЛС малой дальности

Рассмотрим работу трехканального АК АШП на основе метода непосредственного обращения корреляционной матрицы помех (НОМ).

Принцип действия автокомпенсатора основан на вычитании из помехи x_0 в основном канале ее оценки \hat{x}_0 , формируемой как функция от значений помехи в компенсационных каналах. При этом оценка \hat{x}_0 должна минимизировать средний квадрат разности

$$y = \langle |x_0 - \hat{x}_0|^2 \rangle, \quad (4.1)$$

где $\langle \rangle$ – знак статистического усреднения.

Конкретизируем метод НОМ применительно к сформулированной выше задаче минимизации среднего квадрата разности (4.1). В результате будут получены соотношения для оценки эффективности АК в различных помеховых условиях, в частности, при наличии трех постановщиков АШП.

Задача минимизации (4.1) является классической байесовской задачей при квадратичной функции стоимости за отклонение оценки от истинного значения оцениваемой величины. Ее решение на множестве всех возможных оценок известно и определяется условным математическим ожиданием [71]

$$\hat{x}_0 = \int_{(x_0)} x_0 p(x_0/\mathbf{X}) dx_0 \quad (4.2)$$

где $\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix}$ – вектор, составленный из значений помехи в N компенсационных каналах;

$p(x_0/\mathbf{X})$ – плотность вероятности помехи в основном канале при фиксированном векторе \mathbf{X} .

Практическая реализация алгоритма (4.2) затруднена тем, что требует полной информации о статистических свойствах помехи. Поэтому ограничимся только классом линейных оценок вида

$$\hat{x}_0 = \mathbf{A}\mathbf{X}, \quad (4.3)$$

где \mathbf{A} – матрица коэффициентов.

Подставляя (4.3) в (4.1) и проводя минимизацию по \mathbf{A} , нетрудно показать, что оптимальное значение этой матрицы удовлетворяет так называемому уравнению Винера-Хопфа [15]

$$\mathbf{R}_{x_0\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}, \quad (4.4)$$

где $\mathbf{R}_{x_0\mathbf{X}} = \langle x_0\mathbf{X}^* \rangle$ – матрица взаимной корреляции помехи в основном и компенсационных каналах;

$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = \langle \mathbf{X}\mathbf{X}^* \rangle$ – корреляционная матрица помех в компенсационных каналах;

* – знак эрмитова сопряжения.

Тогда в соответствии с выражениями (4.3) и (4.4), получаем наилучшую линейную оценку помехи в основном канале

$$\hat{x}_0 = \mathbf{R}_{x_0\mathbf{X}}\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}^{-1}\mathbf{X}. \quad (4.5)$$

Следует отметить, что для распространенного на практике случая совместного гауссовского распределения помехи в основном и компенсационных каналах оценки (4.2) и (4.5) совпадают.

Подстановка оценки (4.5) в (4.1) дает значение мощности остатка после компенсации

$$\eta_{\text{ост}} = \sigma_0^2 - \mathbf{R}_{x_0\mathbf{X}}\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}^{-1}\mathbf{R}_{x_0\mathbf{X}}^*, \quad (4.6)$$

где σ_0^2 – мощность помехи в основном канале до подавления.

Следовательно, величина подавления помехи составит

$$v_{\text{под}} = \frac{\sigma_0^2}{\sigma_0^2 - \mathbf{R}_{x_0\mathbf{X}}\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}^{-1}\mathbf{R}_{x_0\mathbf{X}}^*}. \quad (4.7)$$

Реализация алгоритма (4.5) требует только знания корреляционных матриц $\mathbf{R}_{x_0\mathbf{X}}$ и $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$. Они, как правило, априори неизвестны, но по имеющейся временной выборке помехи можно получить их оценки максимального правдоподобия:

$$\hat{\mathbf{R}}_{x_0\mathbf{X}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L x_0(l) \mathbf{X}^*(l), \quad (4.8)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}(l) \mathbf{X}^*(l), \quad (4.9)$$

где l – номер временного отсчета помехи;

L – объем выборки.

При адаптации по сильной помехе (когда влиянием собственного шума можно пренебречь) объем выборки L , вдвое превышающий количество компенсационных каналов, позволяет получить коэффициент подавления всего на 3 дБ меньше его теоретического значения, определенного выражением (4.7).

Для обеспечения реализации алгоритмов автокомпенсации шумовой активной помехи в РЛС формируются три диаграммы направленности антенны основного и компенсационных каналов (рис. 4.1).

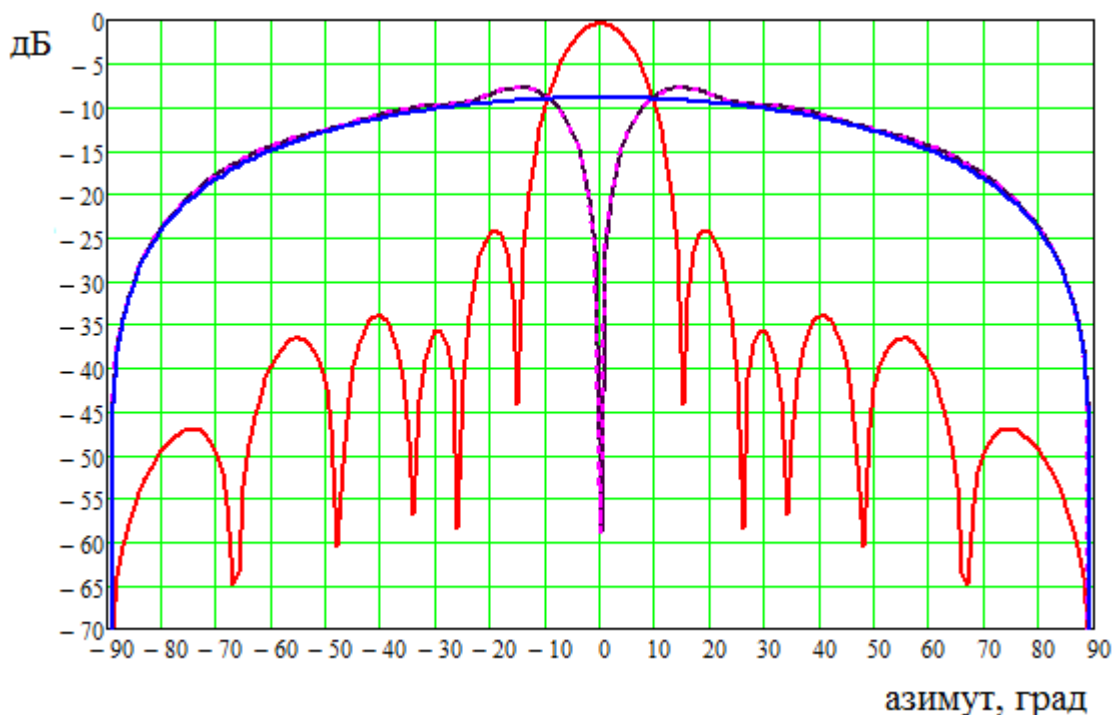


Рис. 4.1. Диаграммы направленности антенны основного и компенсационных каналов

Как видно из рис. 4.1, вне области главного максимума диаграммы направленности антенны компенсационных каналов перекрывают боковые

лепестки диаграммы направленности антенны канала локации, а в области главного максимума коэффициент усиления канала локации на 8 дБ больше коэффициента усиления компенсационных каналов.

Функциональная схема трехканального АК АШП, реализованного с помощью математического моделирования, представлена на рис. 4.2.

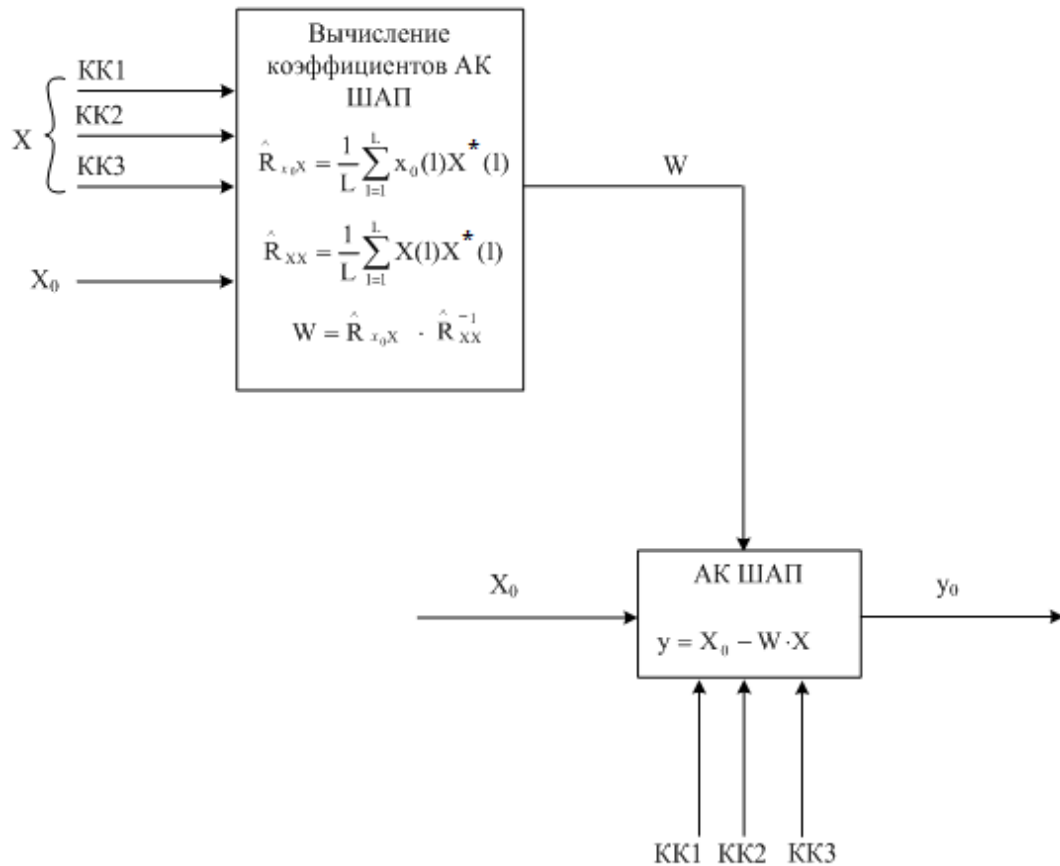


Рис. 4.2. Функциональная схема трехканального АК АШП

Учитывая, что фазовые центры основной и компенсационных антенн разнесены на величину, существенно меньшую элемента разрешения по дальности, то в отсутствие искажающих факторов помеха в основном и компенсационных каналах должна иметь единичную корреляцию. Это, в соответствии с (4.7), обеспечивает бесконечное подавление. Однако при практической реализации всегда существуют амплитудно-частотные различия в аналоговой аппаратуре основного и компенсационных каналов, что приводит к декорреляции помехи. Тем не менее, учитывая, что фазовый детектор и полосовой фильтр реализованы в

цифровом виде, а полоса фильтра, в большинстве практических случаев, сравнительно мала, можно ожидать достаточно высокой корреляции компенсационных каналов с основным. Тогда, например, при коэффициенте корреляции $\rho = 0,999$ между основным и любым из трех компенсационных каналов, в соответствии с формулой (4.7) получаем уровень подавления суммарной мощности помех около 27 дБ.

4.1.2. Синтез алгоритма линейной интерполяции коэффициентов настройки автокомпенсации шумовых активных помех

Повысить эффективность работы АК с непосредственным обращением корреляционной матрицы помех можно за счет процедуры линейной интерполяции коэффициентов настройки, выполненной 2 способами [87-91].

Пусть работа РЛС осуществляется по следующей временной диаграмме, представленной на рис. 4.3.



Рис. 4.3. Временная диаграмма работы АК АПП

В первой служебной зоне весовой коэффициент W_1 настраивается и запоминается. Излучается и принимается полезный сигнал в первой рабочей зоне. Далее во второй служебной зоне происходит очередная настройка и запоминание весового коэффициента W_2 . Чтобы скомпенсировать помеху в первой рабочей зоне, необходимо из весового коэффициента W_2 вычесть весовой коэффициент W_1 и разделить на весь интервал рабочей зоны D :

$$\Delta W = \frac{W_2 - W_1}{D}. \quad (4.10)$$

1 способ. Полученную разницу весов («весовую добавку») необходимо умножить на количество отсчетов настройки i и прибавить к весовому коэффициенту W_1

$$W = W_1 + \Delta W \cdot i. \quad (4.11)$$

2 способ. Полученную разницу весов необходимо умножить на количество отсчетов настройки $i/2$ и прибавить к весовому коэффициенту W_1 до середины рабочей зоны $D/2$, а после середины рабочей зоны умножить на следующие $i/2$ отсчетов в обратном порядке (от i до $i/2$) и прибавить уже к весовому коэффициенту W_2

$$\begin{cases} W = W_1 + \Delta W \cdot i/2, D \leq D/2 \\ W = W_2 + \Delta W \cdot i/2, D > D/2 \end{cases} \quad (4.12)$$

Предложенная методика, основанная на процедуре линейной интерполяции коэффициентов настройки АК АШП, позволяет повысить эффективность работы АК АШП РЛС малой дальности в условиях изменения угловых соотношений между лучом антенны и постановщиком помех и увеличения временного интервала между служебными зонами [17].

4.1.3. Результаты компьютерного моделирования

В результате полученных в предыдущем разделе выражений построим математическую модель трехканального АК АШП с непосредственным обращением корреляционной матрицы помех.

Вид диаграмм направленности основного и компенсационных каналов был представлен на рис. 4.1.

При реализации автокомпенсатора объем выборки $L = 100$, что при трех компенсационных каналах позволяет эффективно настраиваться не только по относительно слабой помехе, но и по собственному шуму, когда оценка \hat{x}_0 должна быть близкой к нулю.

Как показало моделирование, при настройке АК по собственному шуму потери в отношении сигнал-шум, вносимые компенсационными каналами,

составляют не более $\sim 0,2$ дБ. Автокомпенсатор настраивается в конце служебной зоны между двумя излучаемыми пачками импульсов, где отсутствуют пассивные помехи.

Рассмотрим случай с одним постановщиком АШП, действующим по первому боковому лепестку основного канала ДН антенны РЛС с мощностью 60 дБ (рис. 4.4).

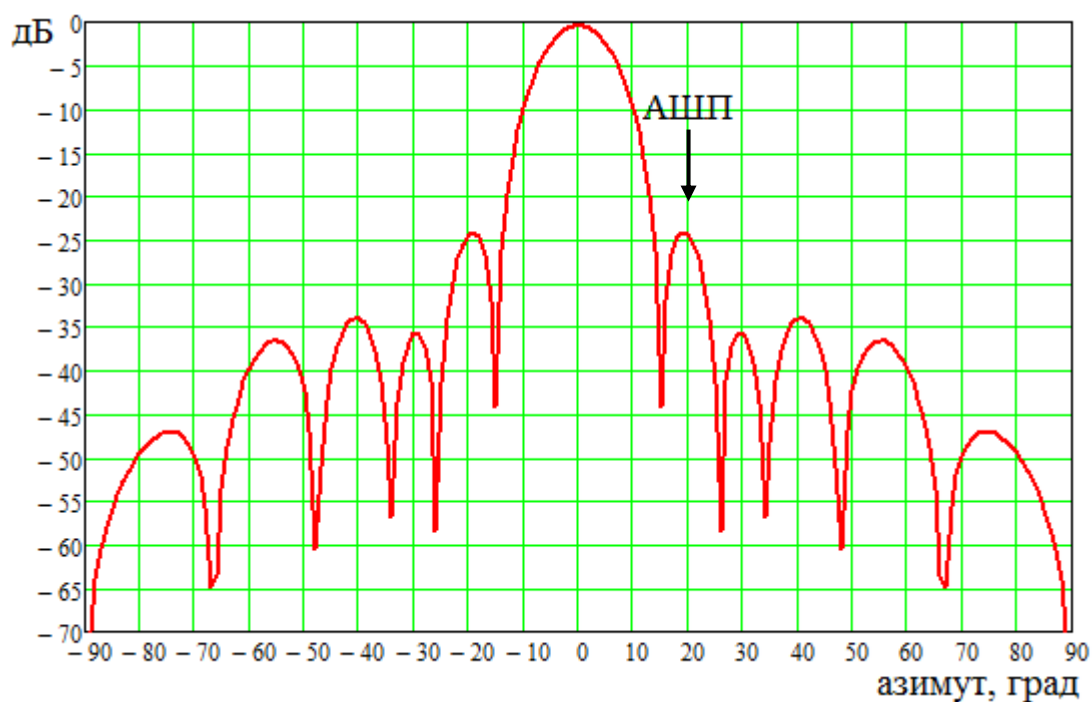


Рис. 4.4. Диаграмма направленности антенны основного канала с указанием направления прихода одной АШП

Результаты моделирования показаны на рис. 4.5, где представлена зависимость входного (красная линия) и выходного колебания (синяя линия) помехи, а также собственный шум (черная пунктирная линия) автокомпенсатора помех. Максимальный результат работы АК достигается при полном подавлении колебания помехи до уровня собственных шумов, что и отражено на рис. 4.5.

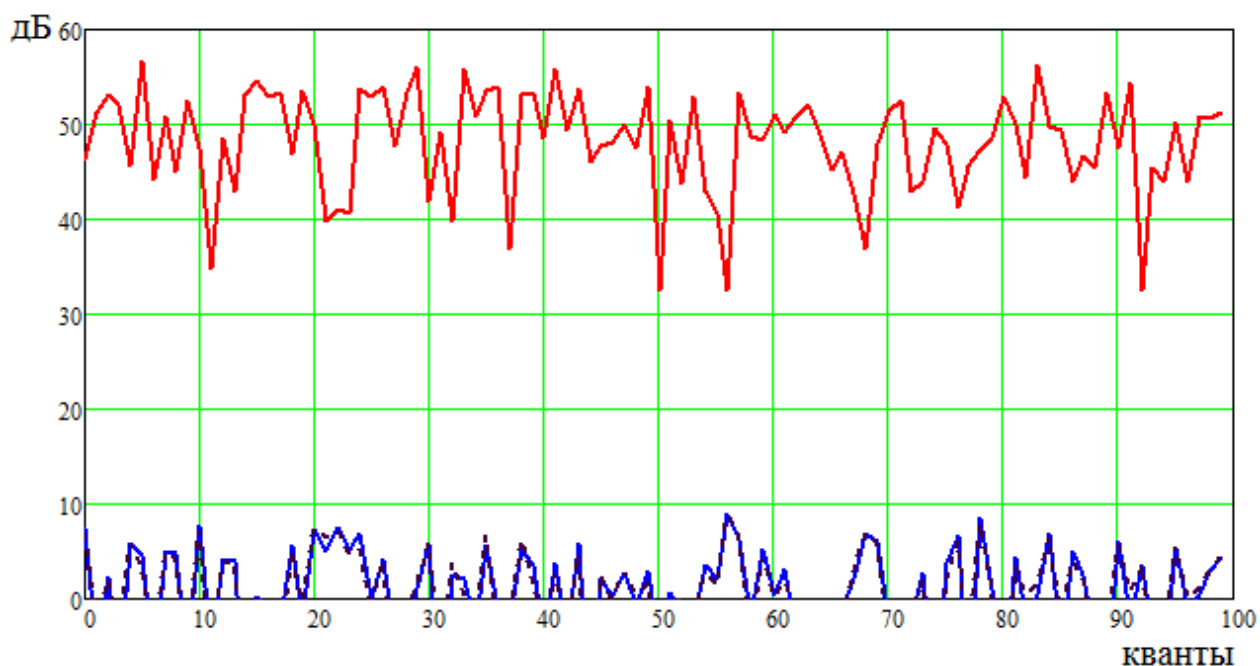


Рис. 4.5. Зависимость входного и выходного колебания помехи

Весовой коэффициент формируется на этапе анализа помеховой обстановки и режима выбора рабочей частоты. Однако вследствие сканирования ДН антенны РЛС или перемещения в пространстве помехопостановщика запомнившийся весовой коэффициент «устаревает». Данное обстоятельство подтверждают результаты моделирования.

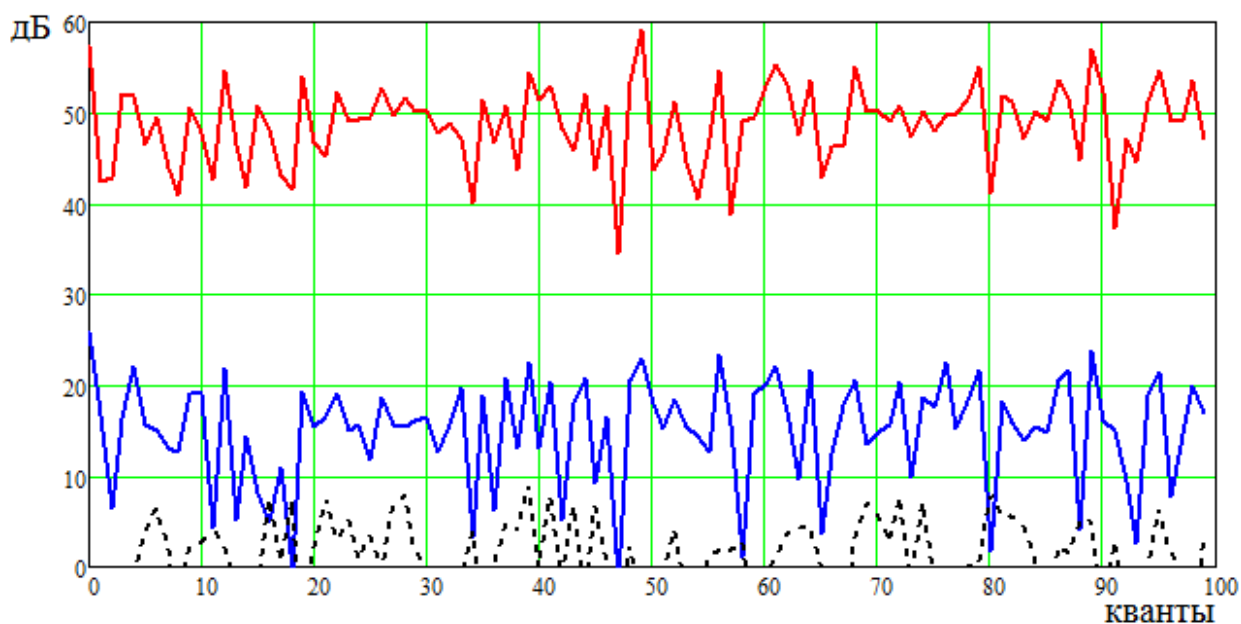


Рис. 4.6. Зависимость входного и выходного колебания помехи при

$$\theta_{\text{скан}} = 0,2^\circ$$

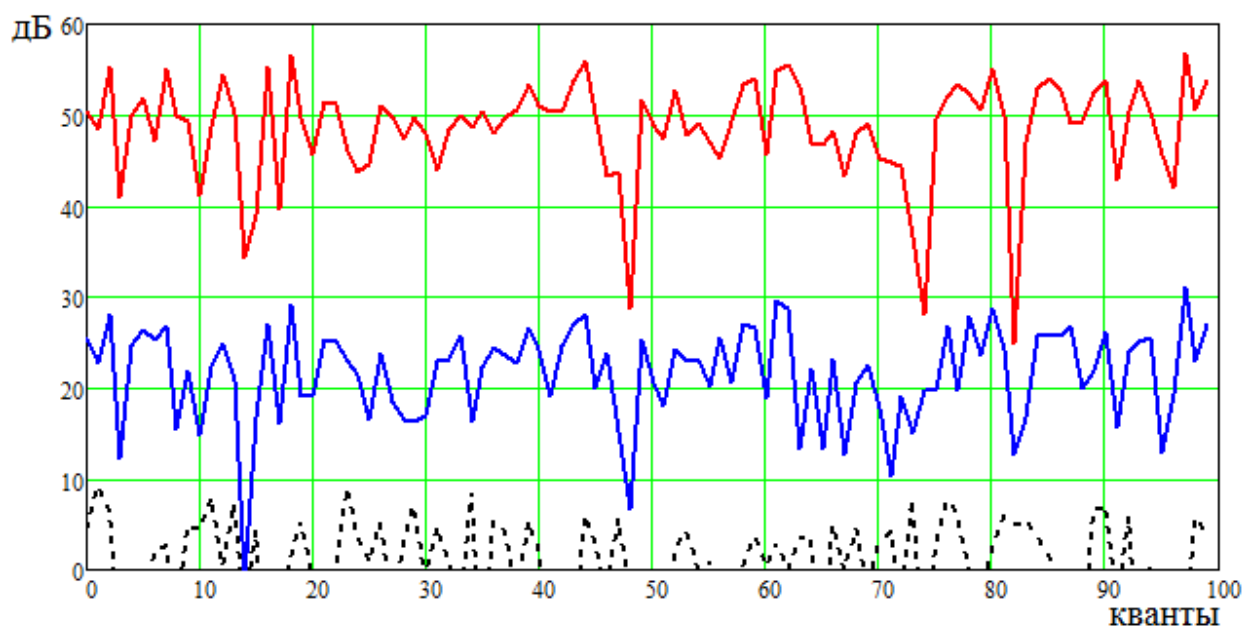


Рис. 4.7. Зависимость входного и выходного колебания помехи при

$$\theta_{\text{скан}} = 0,4^\circ$$

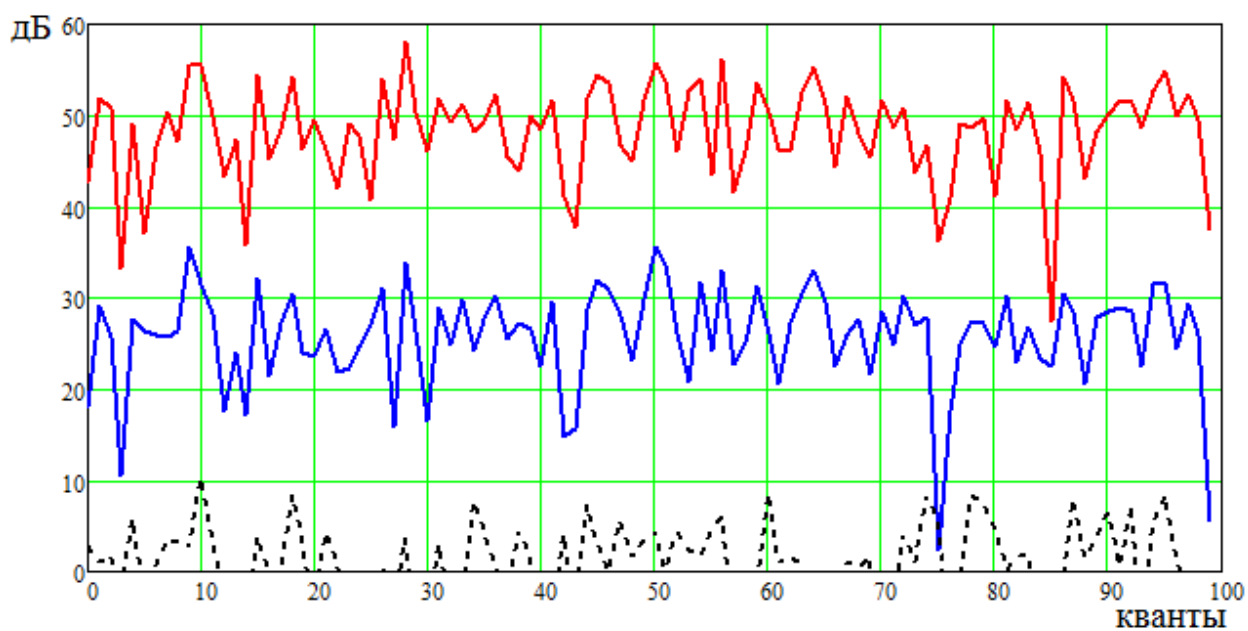


Рис. 4.8. Зависимость входного и выходного колебания помехи при

$$\theta_{\text{скан}} = 0,6^\circ$$

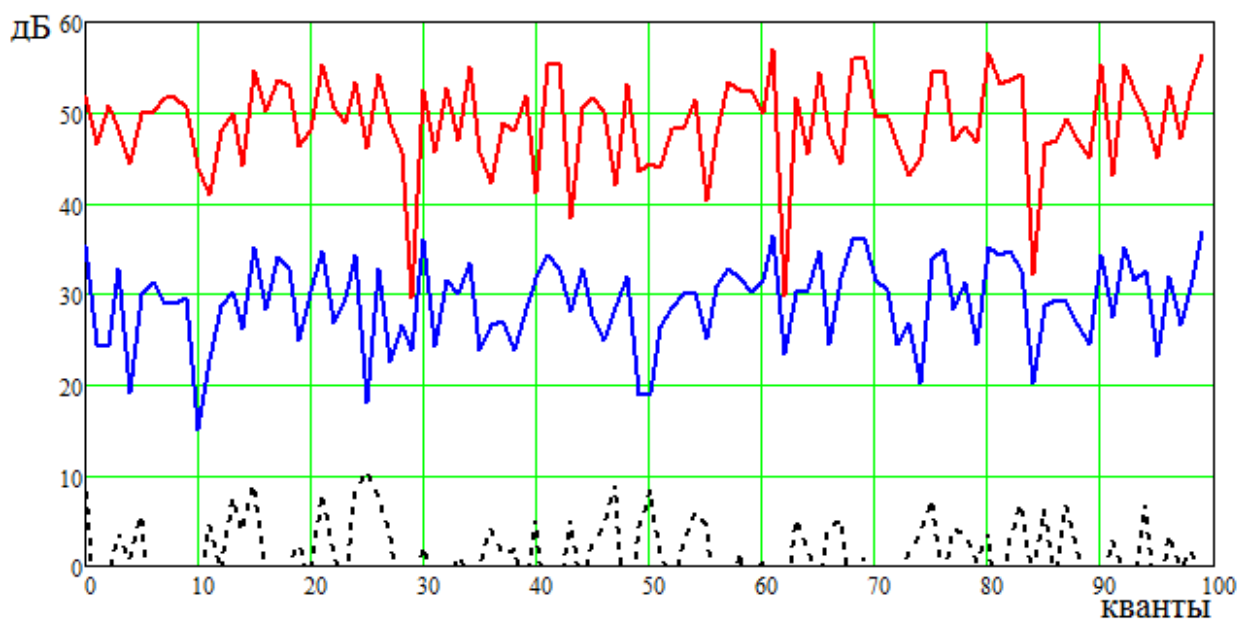


Рис. 4.9. Зависимость входного и выходного колебания помехи при

$$\theta_{\text{скан}} = 0,8^\circ$$

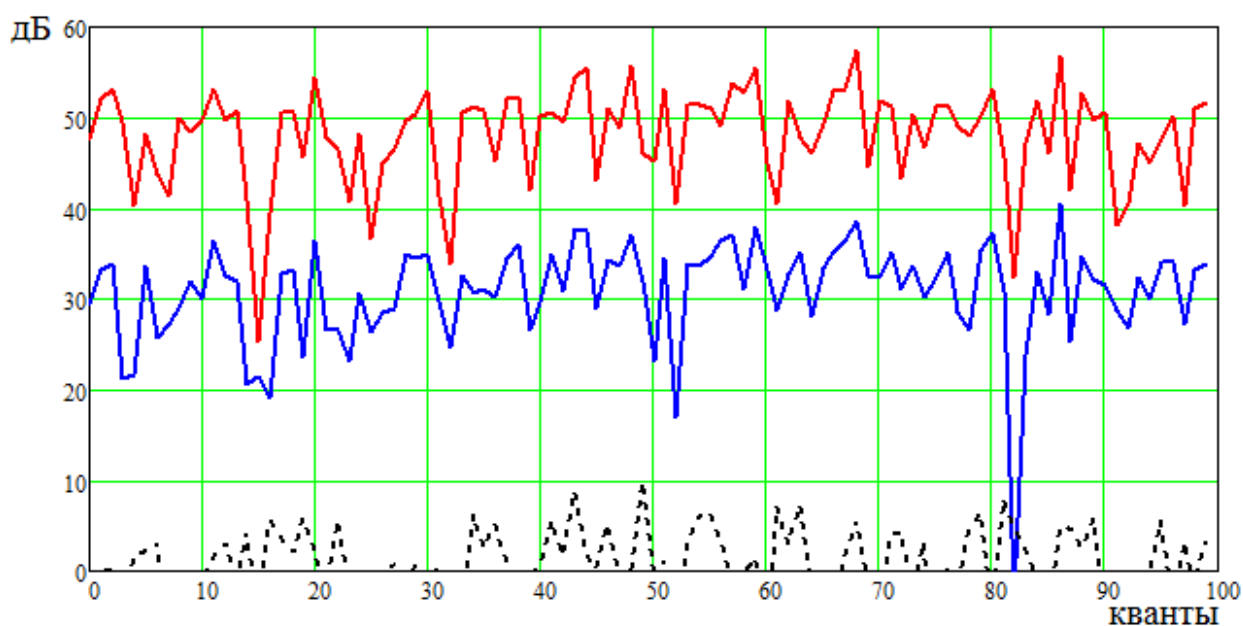


Рис. 4.10. Зависимость входного и выходного колебания помехи при $\theta_{\text{скан}} = 1^\circ$

На рис. 4.6–4.10 представлены семейства графиков величин входного (красная линия) и выходного колебаний (синяя линия) от перемещения помехового колебания (сканирования ДН антенны РЛС) на угол θ . Из приведенных графиков следует, что вследствие сканирования ДН антенны эффективность работы

автокомпенсатора помех ухудшается, так как снижается коэффициент подавления (см. Табл. 1). Этому событию способствует запомнившийся (выставленный) весовой коэффициент W .

Таблица 1

$\theta_{\text{скан}}$	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2	2,2	2,4	2,6	2,8	3
$K_{\text{под, дБ}}$	33	26	22	19	16	14	12	10	9	7	6	5	3	2	0

Возникает необходимость периодического обновления вектора весового коэффициента W . Это значит, что на протяжении всей дистанции нужно прекращать этап излучения и приема полезного сигнала, открывать приемный тракт компенсационных каналов и настраивать АК, то есть «выставлять» весовой коэффициент. Данный способ можно охарактеризовать как метод скользящего окна настройки АК. Это приведет к улучшению работы АК, но при этом будет нарушена пространственно-временная обработка сигнала.

Добиться обновления «веса» можно способом, который был подробно рассмотрен в разделе 4.1.2

Построим математическую модель трехканального АК АШП с непосредственным обращением корреляционной матрицы помех на основе процедуры линейной интерполяции коэффициентов настройки.

На рис. 4.11–4.16 показаны результаты моделирования:

- АШП, промодулированная ДН основного канала (ОК) (красная линия на рис. 4.11–4.16);
- АШП на выходе системы АК без линейной интерполяции весовых коэффициентов (синяя линия на рис. 4.11–4.12);
- АШП на выходе системы АК с линейной интерполяцией весовых коэффициентов, выполненной 1 способом, в соответствии с выражениями (4.10) и (4.11) (синяя линия на рис. 4.13–4.14);

- АШП на выходе системы АК с линейной интерполяцией весовых коэффициентов, выполненной 2 способом, в соответствии с выражениями (4.10) и (4.12) (синяя линия на рис. 4.15–4.16).

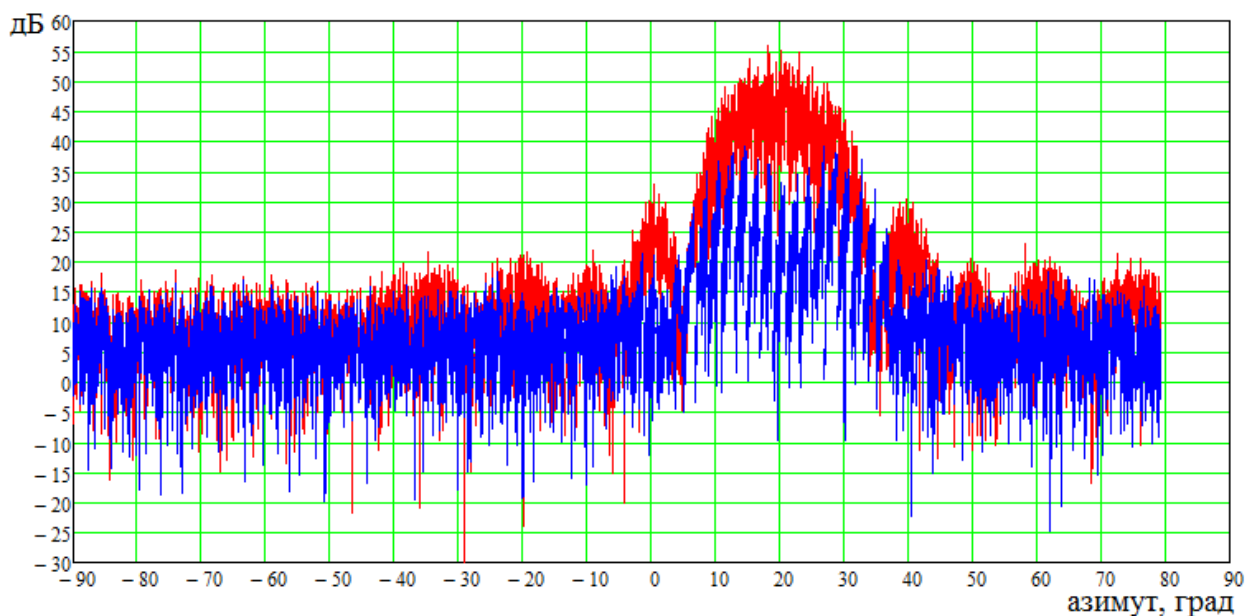


Рис. 4.11. АШП, промодулированная ДН основного канала, и на выходе системы АК без линейной интерполяции весовых коэффициентов

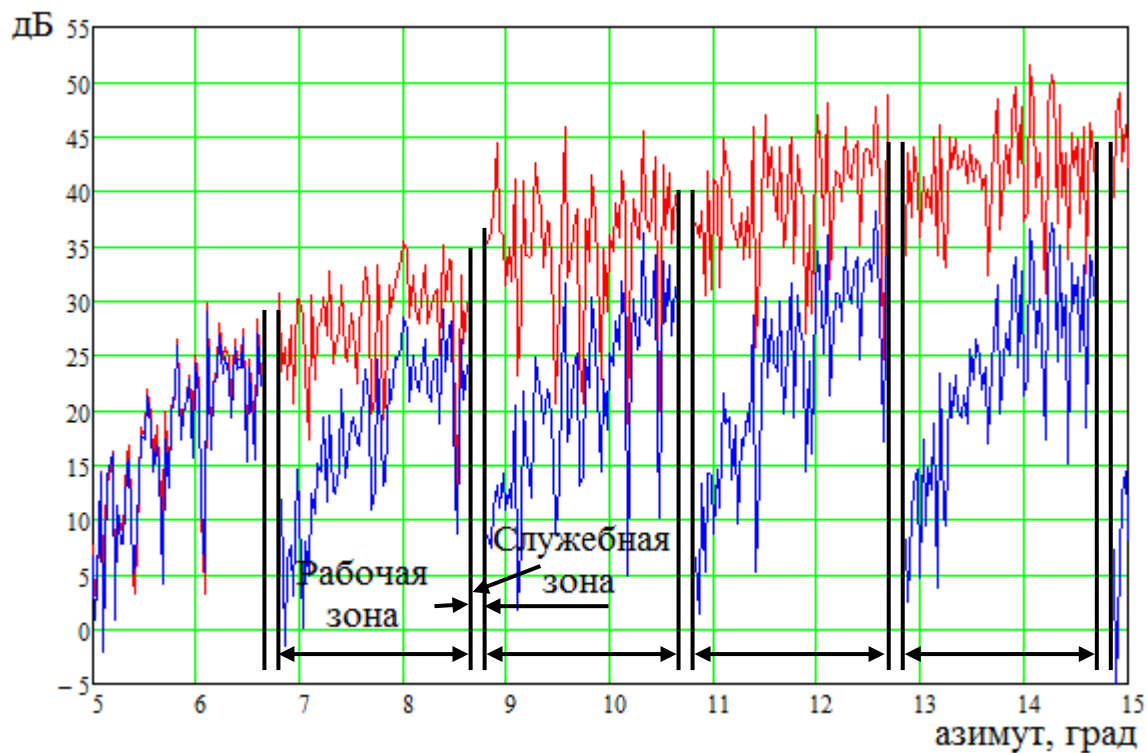


Рис. 4.12. АШП на выходе системы АК без линейной интерполяции весовых коэффициентов

На рис. 4.12 мы можем наблюдать, что в конце каждой рабочей зоны подавление помехи уменьшается из-за эффекта устаревания весовых коэффициентов АК.

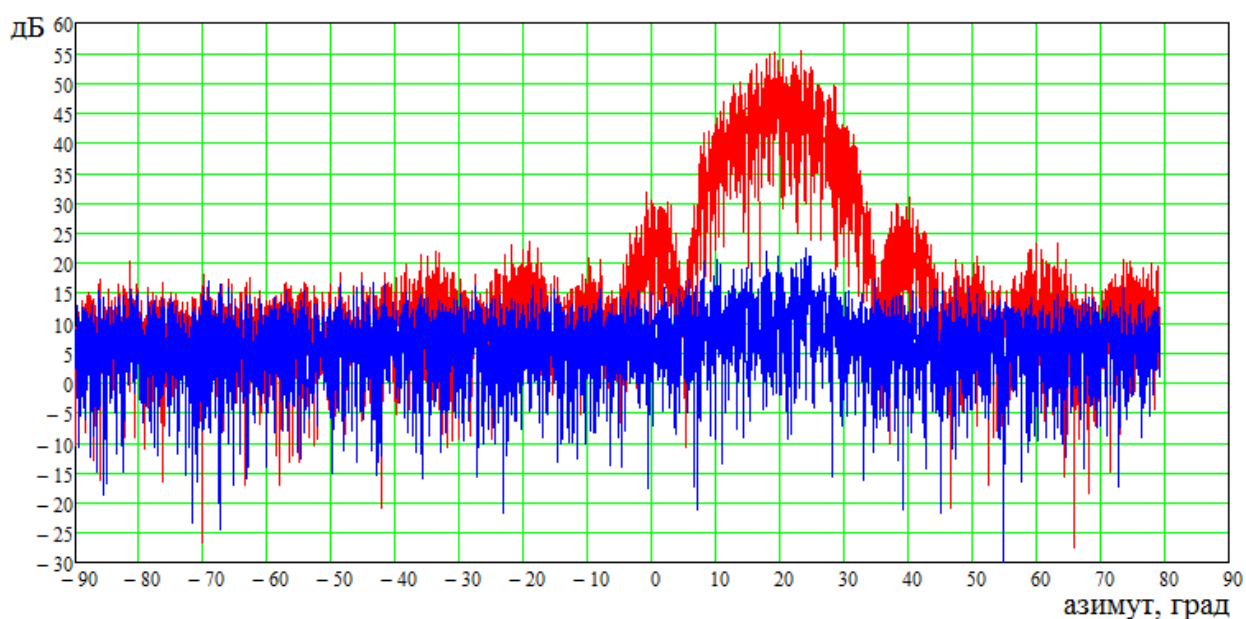


Рис. 4.13. АШП, промодулированная ДН основного канала, и на выходе системы АК с линейной интерполяцией весовых коэффициентов, выполненной 1 способом

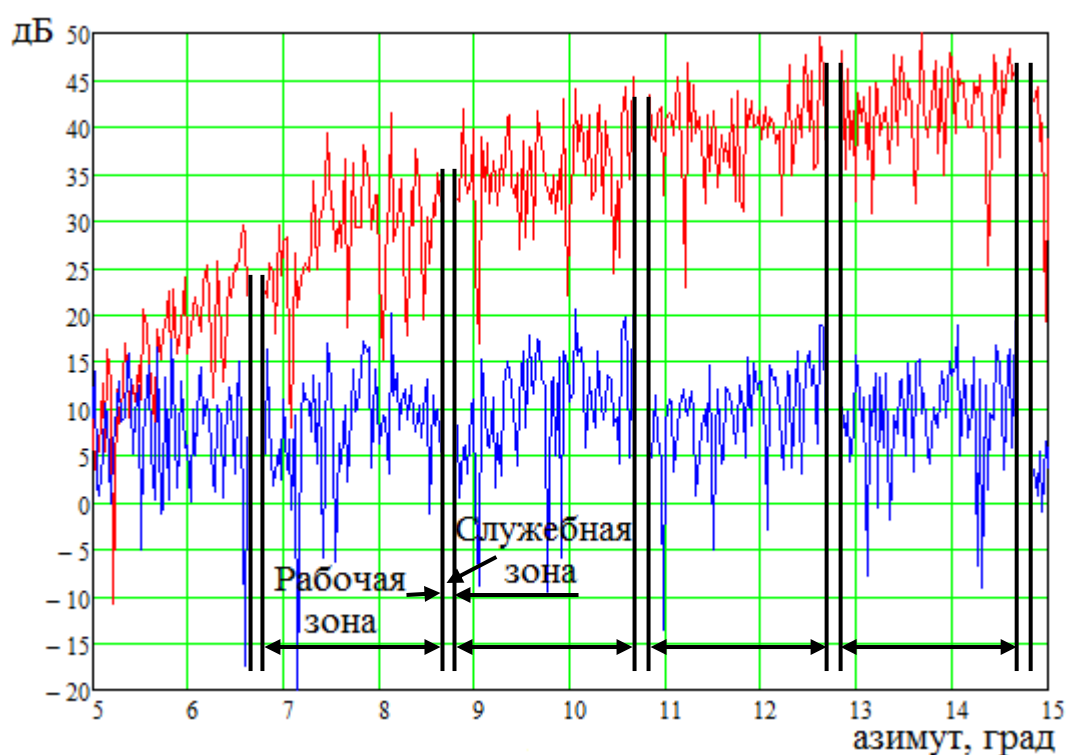


Рис. 4.14. АШП на выходе системы АК с линейной интерполяцией весовых коэффициентов, выполненной 1 способом

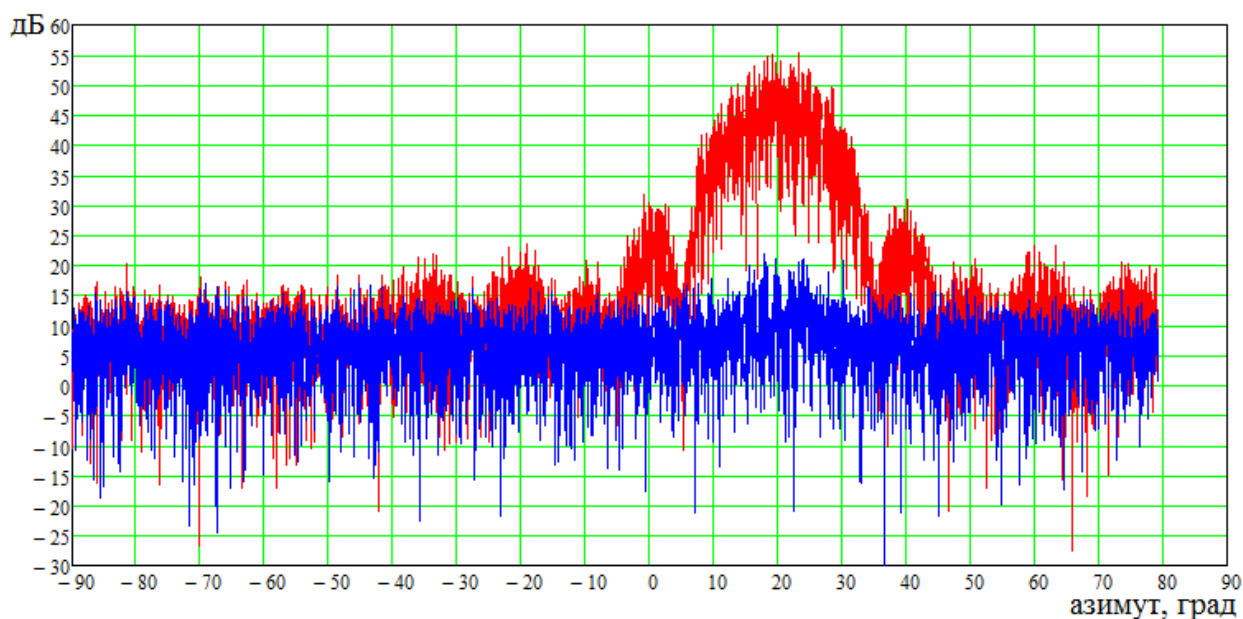


Рис. 4.15. АШП, промодулированная ДН основного канала, и на выходе системы АК с линейной интерполяцией весовых коэффициентов, выполненной 2 способом

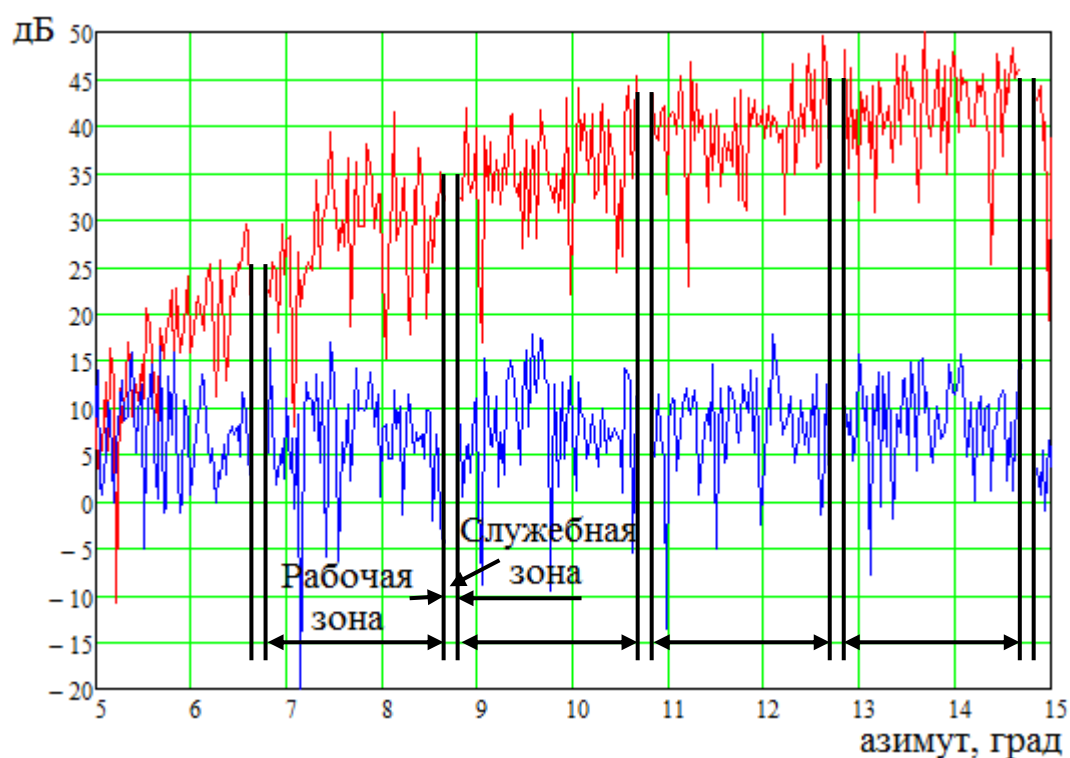


Рис. 4.16. АШП на выходе системы АК с линейной интерполяцией весовых коэффициентов, выполненной 2 способом

На рис. 4.17 показаны результаты моделирования зависимости коэффициента подавления АШП ($K_{\text{под}}$) от величины интервала между служебными зонами для

рассматриваемого случая (количества служебных зон) по отношению к ширине диаграммы направленности антенны основного канала: без линейной интерполяции ВК (кривая 1), с линейной интерполяцией ВК, выполненной 1 способом (кривая 2) и выполненной 2 способом (кривая 3), где $\beta_{\text{ДНА}}$ – ширина диаграммы направленности антенны основного канала по уровню минус 3 дБ; $\beta_{\text{СЗ}}$ – интервал между служебными зонами. [90]

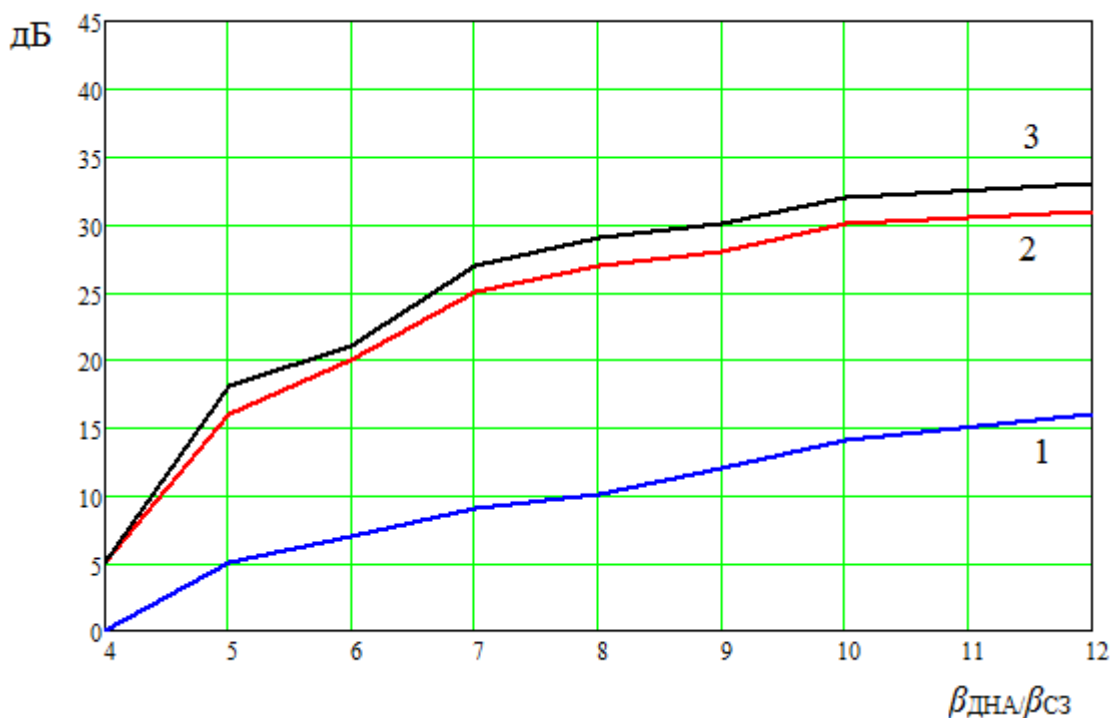


Рис. 4.17. Зависимость коэффициента подавления АШП ($K_{\text{под}}$) от величины интервала между служебными зонами по отношению к ширине диаграммы направленности антенны основного канала

Результаты моделирования показали, что без использования процедуры линейной интерполяции весовых коэффициентов коэффициент подавления АШП в среднем не превышает 15 дБ. Использование процедуры линейной интерполяции весовых коэффициентов позволяет увеличить коэффициент подавления АШП в среднем еще на 15 дБ.

Важно отметить, что данная зависимость позволяет решить задачу комплексной реализации систем АК АШП и межпериодной обработки. То есть, за счет выбора оптимального количества служебных зон, с одной стороны,

обеспечивается требуемый коэффициент подавления АШП, а с другой стороны, обеспечиваются минимальные потери при обнаружении сигнала системой межпериодной обработки.

Рассмотрим случай с тремя постановщиками АШП (одна – по первому боковому лепестку, две – по фону), с мощностью каждой помехи 60 дБ (рис. 4.18).

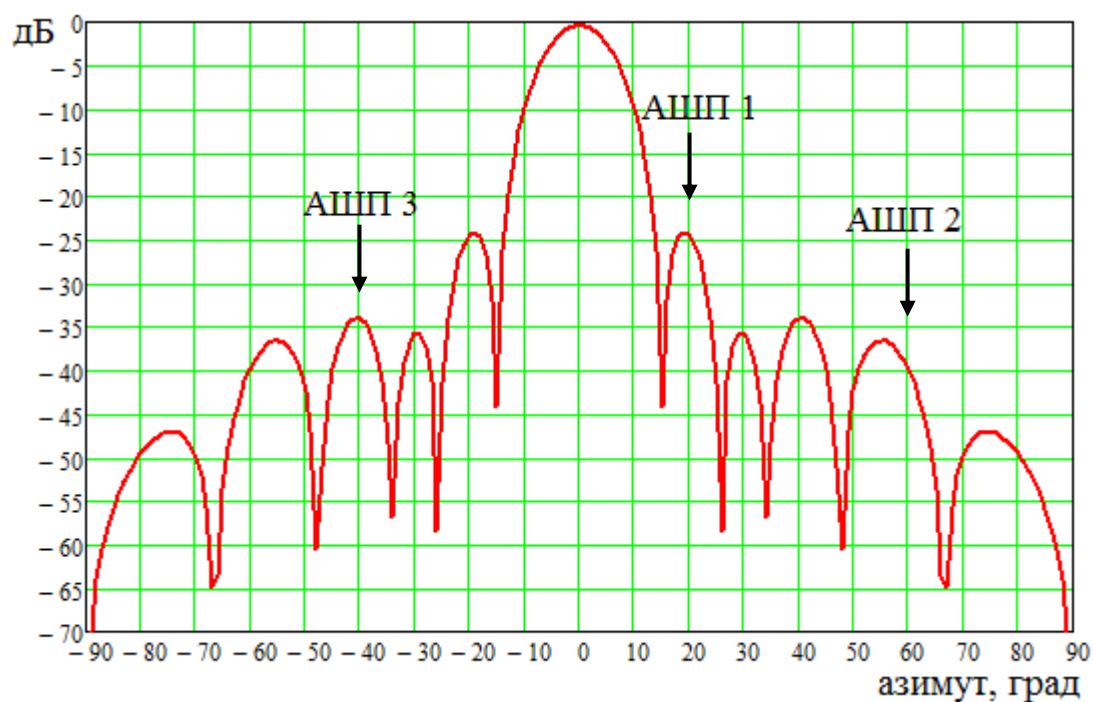


Рис. 4.18. Диаграмма направленности антенны основного канала с указанием направлений прихода трех АШП

Результаты моделирования представлены на рис. 4.19–4.21:

- АШП, промодулированные ДН основного канала (ОК) (красная линия на рис. 4.19–4.21);
- АШП на выходе системы АК без линейной интерполяции весовых коэффициентов (синяя линия на рис. 4.19);
- АШП на выходе системы АК с линейной интерполяцией весовых коэффициентов, выполненной 1 способом, в соответствии с (4.10) и (4.11) (синяя линия на рис. 4.20);

- АШП на выходе системы АК с линейной интерполяцией весовых коэффициентов, выполненной 2 способом, в соответствии с (4.10) и (4.12) (синяя линия на рис. 4.21).

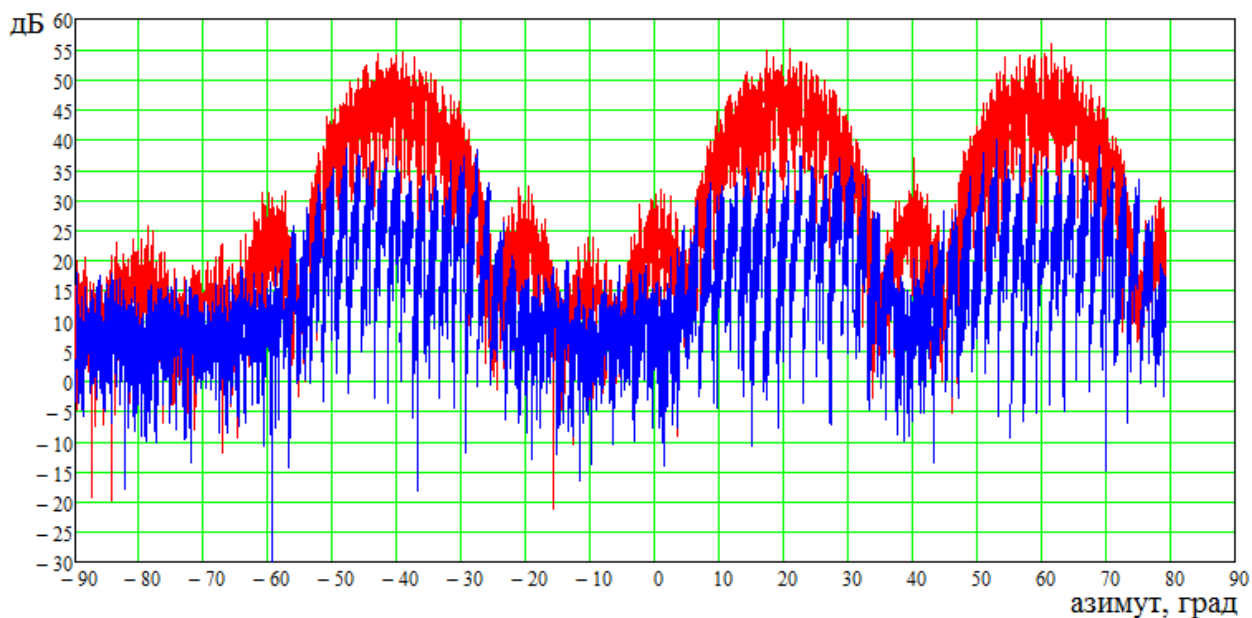


Рис. 4.19. АШП, промодулированные ДН основного канала, и на выходе системы АК без линейной интерполяции весовых коэффициентов

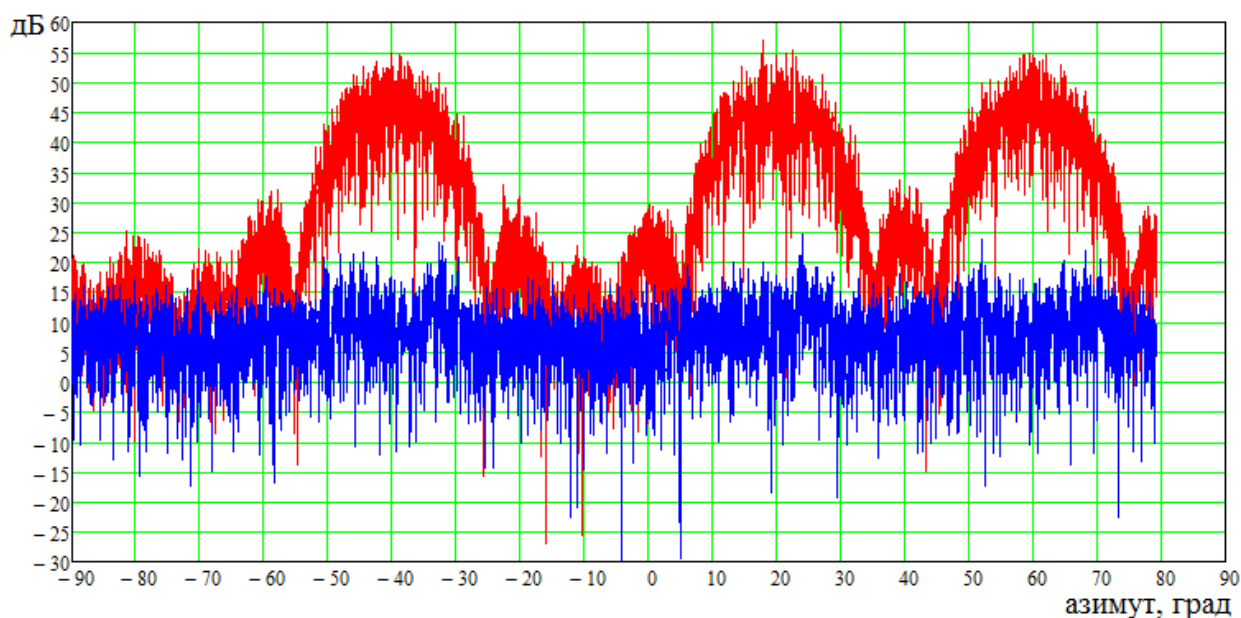


Рис. 4.20. АШП, промодулированные ДН основного канала, и на выходе системы АК с линейной интерполяцией весовых коэффициентов, выполненной 1 способом

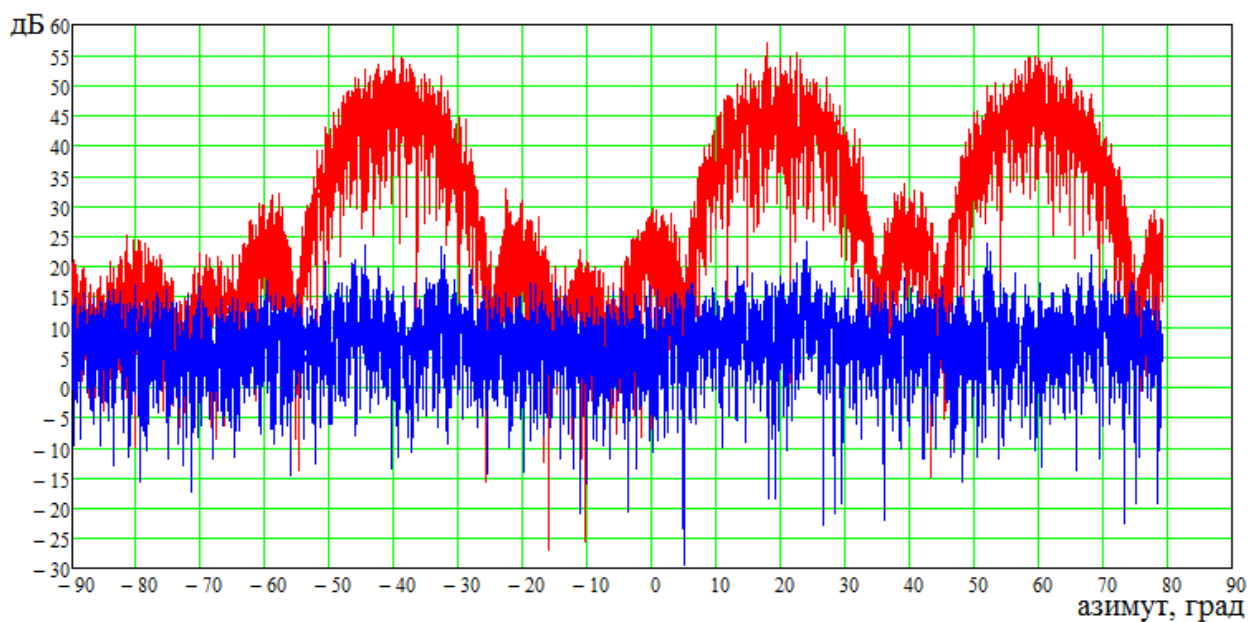


Рис. 4.21. АШП, промодулированные ДН основного канала, и на выходе системы АК с линейной интерполяцией весовых коэффициентов, выполненной 2 способом

При воздействии трех АШП коэффициент подавления уменьшается в среднем на 3 дБ.

Таким образом, в трехканальном автокомпенсаторе шумовой активной помехи в РЛС малой дальности при использовании процедуры линейной интерполяции весовых коэффициентов может быть реализован коэффициент подавления АШП в пределах 27-30 дБ.

4.1.4. Результаты на основе экспериментальных данных

В рамках данного исследования был проведен и проанализирован ряд натурных экспериментов с трехкоординатной когерентно-импульсной РЛС кругового обзора дециметрового диапазона длин волн с монохроматическим зондирующим сигналом горизонтальной поляризации, с 3-канальным АК при воздействии двух постановщиков АШП со спектральной плотностью мощности 200 Вт/МГц, разнесенных на 50° по азимуту. Уровень каждой помехи над собственным шумом приемника по главному лучу ДН антенны составлял 40 дБ. В системе АК использовался метод прямого вычисления корреляционной матрицы помех и формирования вектора-столбца ВК путем обращения полученной

матрицы, так называемого непосредственного обращения корреляционной матрицы помех. Проводилась регистрация радиолокационных данных, полученных с основного и компенсационных каналов. В качестве радиолокационной цели выступал турбовинтовой самолет. [17, 91]

Для данной РЛС применялась структурная схема первичной обработки сигналов, представленная на рис. 4.22.

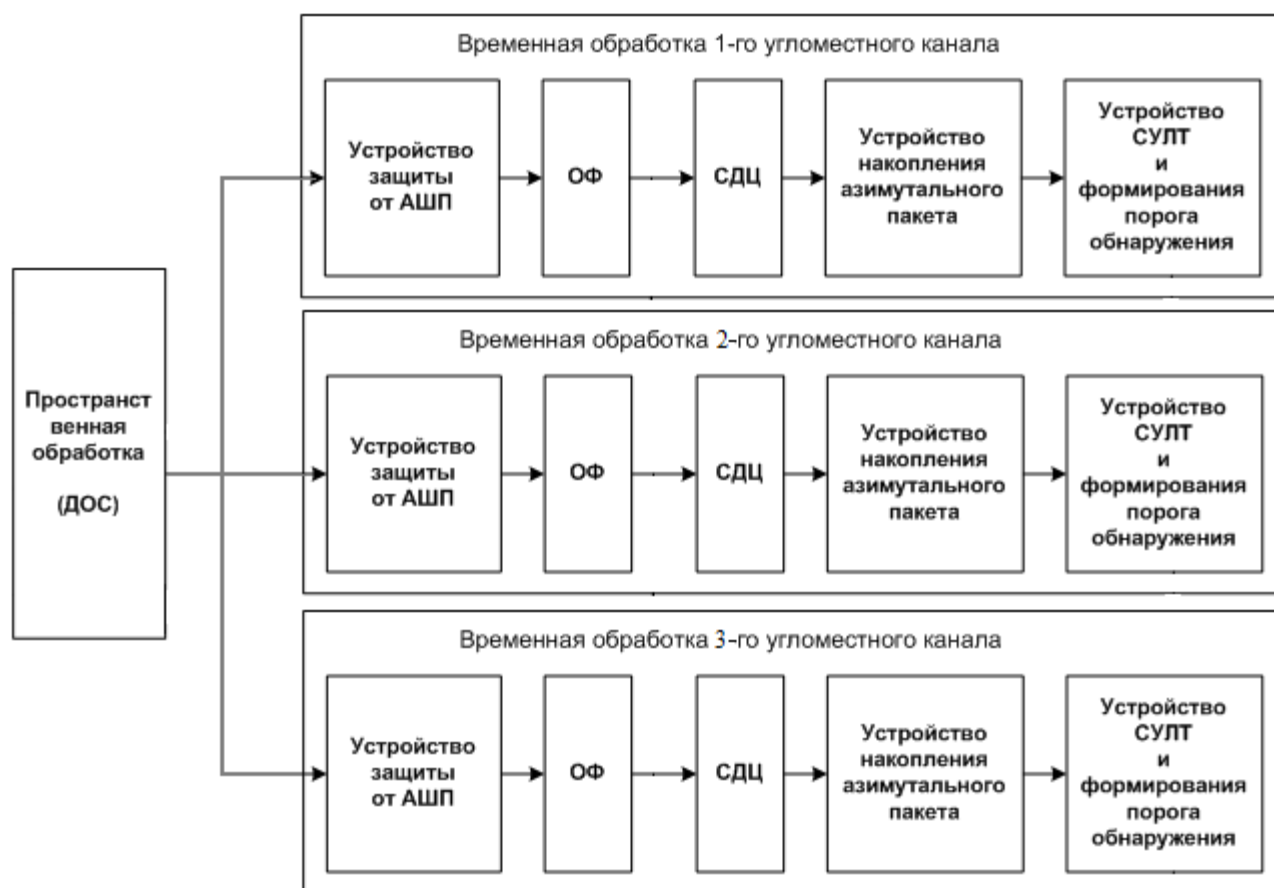


Рис. 4.22. Структурная схема первичной обработки сигналов

В системе пространственной обработки имеется 3 угломестных канала, каждый из которых связан с определенным направлением прихода. Она формируется с помощью диаграммообразующей схемы (ДОС) и реализуется через дискретное преобразование Фурье (ДПФ) с домножением на весовые коэффициенты.

Главной задачей устройства защиты от активных шумовых помех (АШП) является обеспечение работы многофункциональных РЛС в сложной помеховой обстановке. Эта система выполняется на базе 3-х канального цифрового

автокомпенсатора (АК), реализуется на основе метода непосредственного обращения корреляционной матрицы помех.

Основной задачей оптимальной фильтрации является выделение сигнала из аддитивного белого гауссового шума.

Назначение системы СДЦ заключается в подавлении низкочастотных спектральных составляющих входного сигнала. Физический принцип, на котором основывается работа данной системы, состоит в различии спектральных составляющих цели и помехи по частотам Доплера. Система СДЦ реализуется на базе режекторных фильтров трансверсального типа с перестраиваемой частотной характеристикой

В РЛС используется режим когерентного накопления всего азимутального пакета на основе процедуры, основанной на ДПФ. При этом в каждом элементе разрешения по дальности формируется набор из $N = 256$ доплеровских фильтров. Ширина полосы пропускания каждого доплеровского фильтра равна $(1/NT) \approx 30$ Гц. Зондирующий импульс представляет собой прямоугольный радиоимпульс с высокочастотным заполнением.

Порог формируется для выделения сигнала из шума. Порог – это фактически оценка момента плотности вероятности случайного процесса, вычисляется как математическое ожидание с домножением на коэффициент, который исходит из вероятности ложных тревог и вероятности правильного обнаружения.

Анализ экспериментальных данных подтвердил повышение коэффициента подавления АШП при использовании линейной интерполяции (по сравнению со штатным алгоритмом без дополнительной линейной интерполяции). Так, усредненный по 100 обзорам коэффициент подавления АШП для штатного алгоритма без интерполяции весовых коэффициентов составил 17 дБ, а для алгоритма с линейной интерполяцией (при значении параметра $\beta_{\text{ДНА}}/\beta_{\text{СЗ}}=7$) примерно на 5.5 дБ выше (более 22.5 дБ) [17, 91].

Оценка эффективности работы системы АК АШП на основе предложенных алгоритмов проводилась также в присутствии полезного сигнала (воздушной цели). На рис. 4.23-4.25 представлены выходные реализации сигналов до и после

АК АШП на плоскости «частота Доплера×азимут» для воздушной цели (по ближнему боковому лепестку действовала АШП1, по фону –АШП2). Обработка экспериментальных данных показала, что предложенные алгоритмы позволяют эффективно выделить полезный сигнал на фоне помех, подавляя активные помехи практически до уровня собственных шумов.

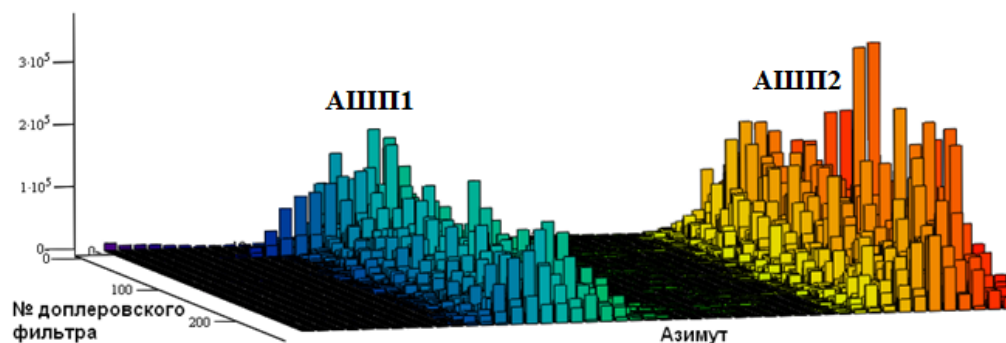


Рис. 4.23. Выходная реализация сигнала до АК АШП на плоскости «частота Доплера×азимут»

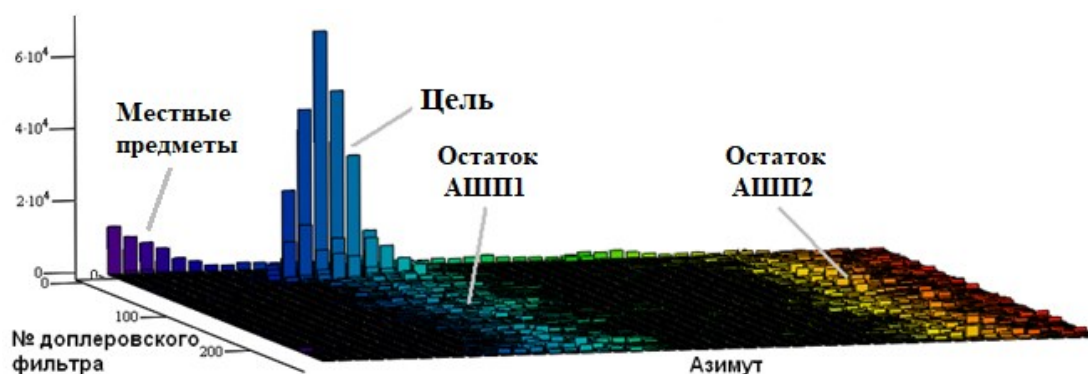


Рис. 4.24. Выходная реализация сигнала после АК АШП на плоскости «частота Доплера×азимут» без линейной интерполяции

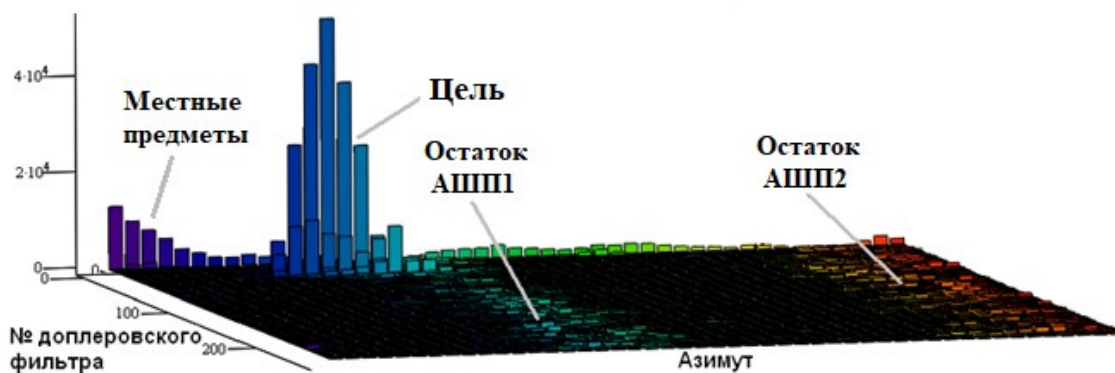


Рис. 4.25. Выходная реализация сигнала после АК АШП на плоскости «частота Доплера×азимут» с линейной интерполяцией

Несмотря на то, что применение процедуры линейной интерполяции ВК в реальном масштабе времени предполагает использование дополнительных вычислительных ресурсов и памяти (необходимо запоминать все такты рабочей зоны и после вычисления значений ВК необходимо проводить вычитание из помехи в основном канале оценок, формируемых с учетом подстроек для каждого запомнившегося рабочего такта), это не является препятствием для реализации предложенного алгоритма, так как ресурс современных специализированных цифровых вычислительных машин (СЦВМ) многофункциональных РЛС обеспечивает такую возможность [17].

Таким образом, результаты натурных экспериментов показали, что предложенные алгоритмы позволяют эффективно выделить полезный сигнал на фоне помех, подавляя активные помехи практически до уровня собственных шумов. В трехканальном АК АШП при использовании процедуры линейной интерполяции весовых коэффициентов, при величине интервалов между служебными зонами не менее $1/4$ ширины ДНА ОК по уровню минус 3 дБ, может быть реализован коэффициент подавления ШАП в среднем в пределах 15-20 дБ, что позволяет повысить эффективность работы АК АШП РЛС малой дальности в условиях изменения угловых соотношений между лучом антенны и постановщиком помех и увеличения временного интервала между служебными зонами.

Полученная зависимость коэффициента подавления АШП от величины временного интервала между служебными зонами по отношению к ширине диаграммы направленности основного канала позволяет синтезировать режимы работы РЛС (проводить «расстановку» служебных зон). При этом с одной стороны, обеспечивается требуемый коэффициент подавления АШП, а с другой стороны, обеспечиваются минимальные потери при обнаружении сигнала системой межпериодной обработки.

4.2. Синтез системы селекции движущихся целей когерентной импульсной РЛС

4.2.1. Оценка когерентных свойств системы межпериодной обработки пачки радиолокационных импульсов

В зависимости от когерентных свойств принимаемой пачки импульсов синтез межпериодной обработки может решаться различными способами. Один из подходов к синтезу межпериодной обработки состоит в ее разбиении на две части: когерентное подавление пассивной помехи с последующим когерентным (полностью когерентная межпериодная обработка) и некогерентным (частично когерентная межпериодная обработка) накоплением пачки импульсов.

В частично когерентной межпериодной обработке происходит когерентное подавление пассивной помехи в системе селекции движущихся целей (СДЦ) с использованием режекторных фильтров n -го порядка (РФ), амплитудное детектирование (АД), некогерентное накопление (НН) пачки импульсов и обнаружение полезного сигнала в пороговом устройстве (ПУ) [29]. Структурная схема обработки в этом случае имеет вид, приведенный на рис. 4.26.

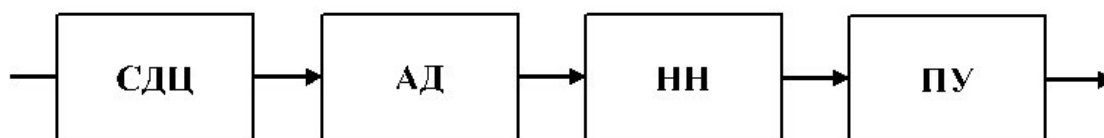


Рис. 4.26. Структурная схема частично когерентной межпериодной обработки

Такой способ межпериодной фильтрации применяется в том случае, когда интервал временной когерентности принимаемой пачки импульсов значительно меньше её длительности. При этом подавление пассивной помехи эффективно только в пределах интервала когерентности. Вектор весов режекторного фильтра пассивной помехи (РФ) можно представить в виде [8]:

$$\mathbf{W}_{РФ} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Q}_n, \quad (4.13)$$

где \mathbf{R} – корреляционная матрица вектора пассивной помехи, \mathbf{Q}_n – вектор, n -ая компонента которого равна единице, а остальные – нулю.

При условии достаточно высокой степени когерентности всей принимаемой пачки импульсов межпериодная временная обработка сигналов может быть реализована полностью когерентным способом. В данном случае используется когерентный накопитель пачки импульсов (КН), который представляет собой набор доплеровских фильтров, каждый из которых согласован с полезным сигналом с определённой частотой Доплера. Структурная схема полностью когерентной межпериодной временной обработки приведена на рис. 4.27.

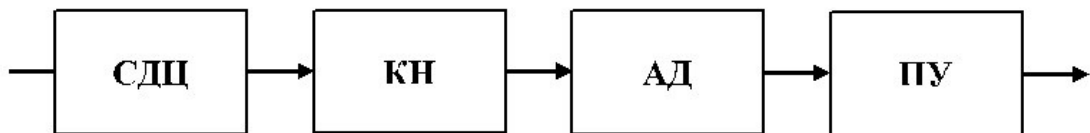


Рис. 4.27. Структурная схема полностью когерентной межпериодной обработки

Частотная характеристика межпериодной обработки имеет в данном случае вид [8]:

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{S}(\omega_0), \quad (4.14)$$

где \mathbf{R} – корреляционная матрица суммы векторов пассивной помехи и собственного шума, $\mathbf{S}(\omega_0)$ – вектор полезного сигнала, ω_0 – частота Доплера полезного сигнала.

В работах [25, 80-85, 92-94] был предложен и реализован квазиоптимальный проекционный метод межпериодной доплеровской фильтрации. Весовой вектор проекционной межпериодной обработки имеет вид:

$$\mathbf{W} = (\mathbf{I} - \mathbf{P}) \mathbf{S}(\omega), \quad (4.15),$$

где \mathbf{I} – единичная матрица, $\mathbf{P} = \mathbf{M}(\mathbf{M}^* \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^*$ – матрица-проектор на подпространство помехи, $*$ – знак эрмитова сопряжения, $\mathbf{M} = [\mathbf{X}(\omega_1), \mathbf{X}(\omega_2), \dots, \mathbf{X}(\omega_M)]$ – матрица, составленная из вектор-столбцов сигналов, частоты Доплера которых $\omega_1, \dots, \omega_M$ с некоторым шагом перекрывают диапазон частот пассивной помехи.

Очевидно, что полностью когерентная обработка является наиболее затратной в вычислительном плане и её применение может быть обосновано только при условии высокой степени когерентности принимаемой пачки импульсов. Таким образом, необходима оценка степени когерентности обрабатываемой пачки импульсов.

В качестве количественной меры степени когерентности принимаемого сигнала используем энтропию H распределения энергии сигнала по собственным числам его корреляционной матрицы Φ .

Методом численного моделирования была получена зависимость коэффициента подавления пассивной помехи проекционного метода от степени когерентности пачки импульсов (рис. 4.28). Количество импульсов в пачке $N=20$. Для $N=20$ процесс становится полностью некогерентным при $H = \ln(N) = 3$. Как видно из рис. 4.28 достаточно высокий коэффициент подавления, соответствующий современным требованиям к радиолокационным системам (больше 50-60 дБ) достигается только при высокой степени когерентности принимаемой пачки ($H < 10^{-5}$).

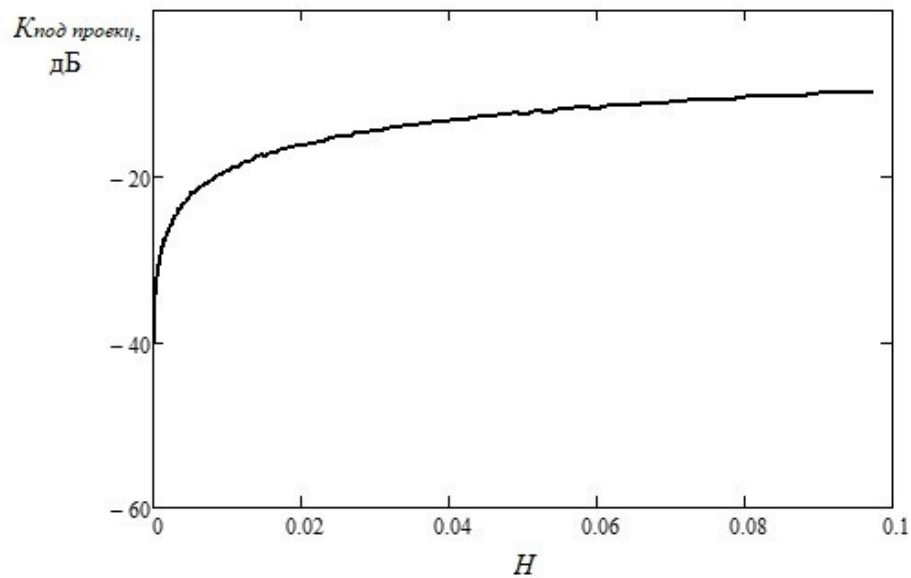


Рис. 4.28. Зависимость коэффициента подавления пассивной помехи проекционного метода от степени когерентности пачки импульсов

Также методом численного моделирования была получена зависимость коэффициента подавления пассивной помехи оптимального (пунктирная линия) и проекционного (сплошная линия) методов от флуктуаций нормированной частоты $f/\Delta f$, $\Delta f=1/N$ для различного количества импульсов в пачке $N = 10, 20, 30, 50$ (рис. 4.29-4.32).

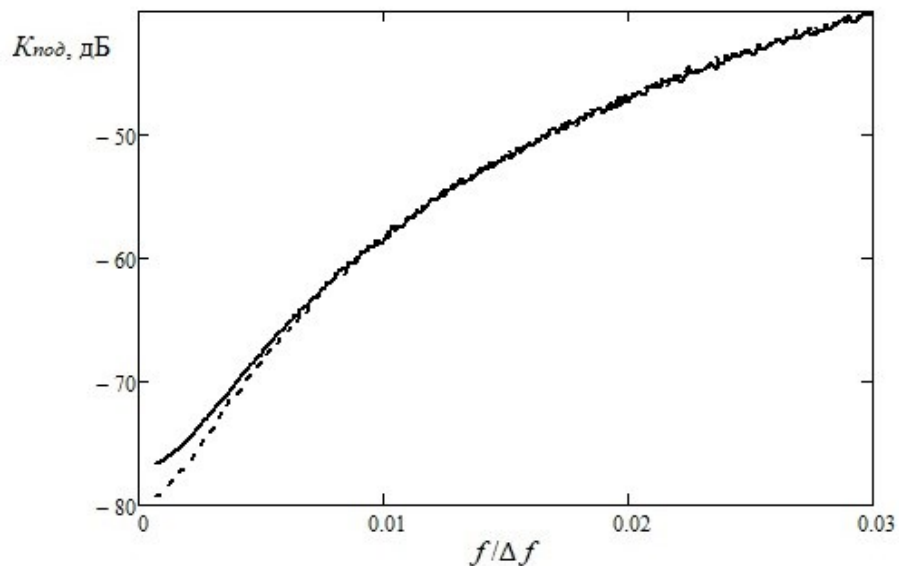


Рис. 4.29. Зависимость коэффициента подавления пассивной помехи оптимального (пунктирная линия) и проекционного (сплошная линия) методов от флуктуаций нормированной частоты $f/\Delta f$ для $N = 10$

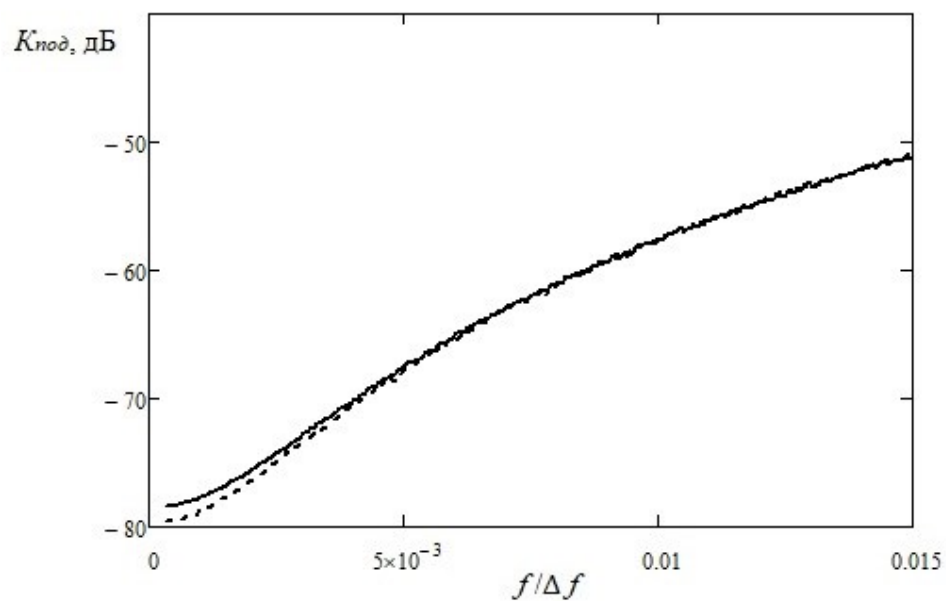


Рис. 4.30. Зависимость коэффициента подавления пассивной помехи оптимального (пунктирная линия) и проекционного (сплошная линия) методов от флуктуаций нормированной частоты $f/\Delta f$ для $N = 20$

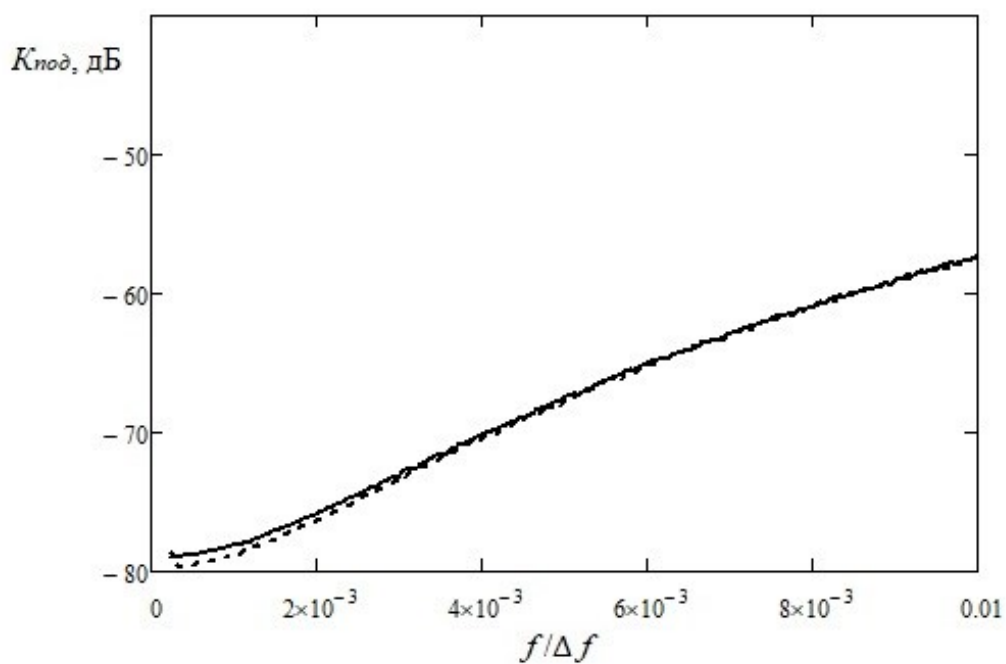


Рис. 4.31. Зависимость коэффициента подавления пассивной помехи оптимального (пунктирная линия) и проекционного (сплошная линия) методов от флуктуаций нормированной частоты $f/\Delta f$ для $N = 30$

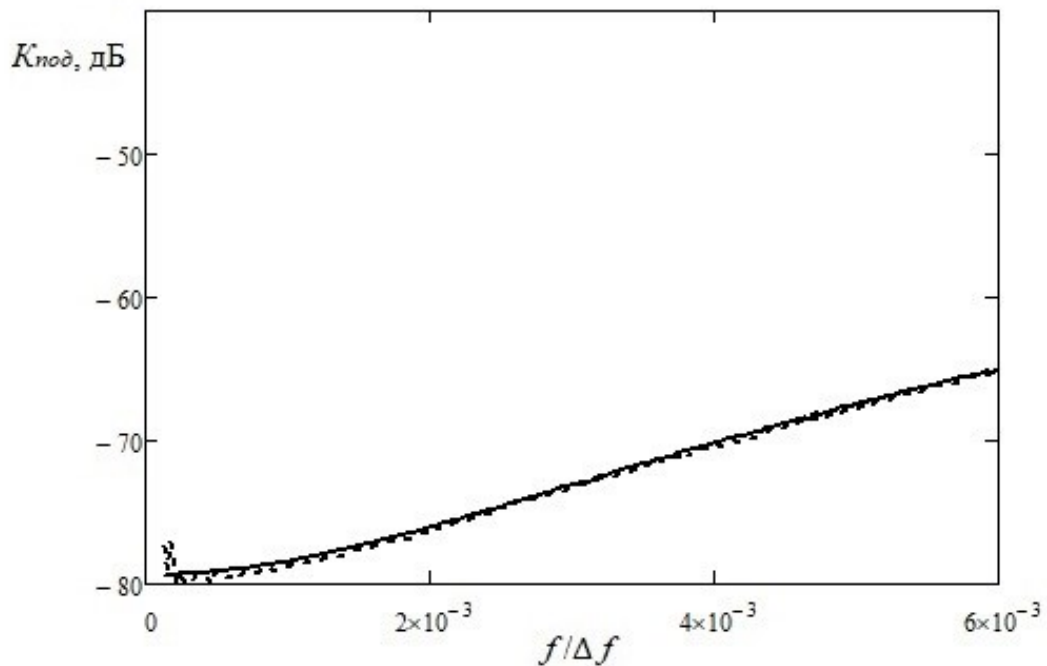


Рис. 4.32. Зависимость коэффициента подавления пассивной помехи оптимального (пунктирная линия) и проекционного (сплошная линия) методов от флуктуаций нормированной частоты $f/\Delta f$ для $N = 50$

В главе 1 было показано, при значениях случайной частоты равных $\sigma_f \approx 0.3\Delta f$ процесс при ОСШ $q \rightarrow \infty$ можно считать когерентным. Из рис. 4.29-4.32 видно, что коэффициент подавления больше 50-60 дБ достигается при данных значениях флуктуаций частоты, то есть при достаточно высокой степени когерентности принимаемого процесса [94], что согласуется с результатами, полученными в Главе 1.

4.2.2 Проекционный метод квазиоптимальной межпериодной временной обработки когерентной пачки импульсов

Наиболее часто используемым на практике методом построения системы межпериодной обработки является схема на основе системы СДЦ на базе режекторных фильтров трансверсального типа с перестраиваемой частотной характеристикой с последующим накоплением азимутального пакета. Однако

неравномерность АЧХ в полосе прозрачности режекторных фильтров приводит к дополнительным потерям в обнаружении полезного сигнала, которые составляют, в зависимости от используемой схемы, в среднем 2–3 дБ [95].

Для решения задачи минимизации потерь в обнаружении полезного сигнала предлагается способ межпериодной обработки, вытекающий из оптимальной процедуры обнаружения полезного сигнала на фоне помехи с заданными корреляционными свойствами [31-33, 93]. Суть данного метода заключается в аппроксимации обратной корреляционной матрицы помехи матрицей-проектором на подпространство, ортогональное подпространству помехи.

Согласно [8], весовой вектор оптимальной обработки определяется соотношением

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{S}(f), \quad (4.17)$$

где \mathbf{R} – корреляционная матрица пассивной помехи; $\mathbf{S}(f)$ – вектор полезного сигнала с частотой Доплера f .

Однако непосредственное применение формулы (4.17) практически нецелесообразно вследствие необходимости вычислять обратную корреляционную матрицу для каждого элемента разрешения в реальном масштабе времени.

Известно, что комплексная амплитуда отражённого от точечного объекта радиолокационного сигнала (в предположении его полной когерентности) имеет межпериодную временную структуру, характеризуемую вектором дискретной синусоиды

$$\mathbf{S}(f) = (e^{-j f T}, e^{-j 2 f T}, \dots, e^{-j N f T})^*, \quad (4.18)$$

где f – частота Доплера, T – период зондирования радиолокационных импульсов, N – количество импульсов в принимаемой пачке.

При этом сигнал пассивной помехи представляет собой комбинацию множества синусоид вида (4.18), образующих континуум по частоте Доплера. Этот континуум может быть аппроксимирован конечным набором синусоид при достаточно плотной их расстановке по частоте Доплера.

Корреляционная матрица \mathbf{R} может быть представлена в виде

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{S}\mathbf{S}^* \rangle. \quad (4.19)$$

Будучи эрмитовой и неотрицательно определенной, матрица (4.15) имеет ортонормированную систему собственных векторов $\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_N$ и совокупность соответствующих этим векторам неотрицательных собственных значений $\lambda_1, \dots, \lambda_N$.

Поскольку ортонормированная система собственных векторов матрицы (4.19) образует базис в N -мерном пространстве, то любая реализация сигнала \mathbf{S} представима в виде линейной комбинации

$$\mathbf{S} = \sum_{i=1}^N a_i \mathbf{U}_i, \quad (4.20)$$

где a_i - некоторые случайные, скалярные множители.

Используя спектральное разложение [50], можно показать, что

$$\mathbf{R} = \sum_{i=1}^r \lambda_i \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^*, \quad (4.21)$$

где r – ранг матрицы (4.19).

В математическом плане приближение (4.21) эквивалентно проецированию сигнала пассивной помехи на конечномерное подпространство, после чего он может быть представлен в виде линейной комбинации конечного числа комплексных синусоид (4.18) с частотами Доплера f_1, f_2, \dots, f_M . Векторы синусоид при этом имеют случайные и статистически независимые амплитудные множители a_1, a_2, \dots, a_M , где M – число используемых для аппроксимации пассивной помехи синусоид. Здесь, разумеется, должно выполняться условие $M < N$, иначе введённое подпространство совпадёт со всем N -мерным пространством, и селекция полезных сигналов и помех станет невозможной [32, 33].

Тогда корреляционная матрица вектора мешающих сигналов (то есть суммы пассивной помехи и собственного шума) может быть представлена в виде

$$\mathbf{R} = \mathbf{E} + \sum_{m=1}^M \nu_m \mathbf{S}(f_m) \mathbf{S}^*(f_m), \quad (4.22)$$

где \mathbf{E} – единичная матрица размерности $N \times N$, характеризующая корреляционные свойства собственного шума (без потери общности мощность отдельной компоненты вектора шума будем полагать равной единице); $\nu_m = \langle |a_m|^2 \rangle$ – мощность m -ой синусоиды пассивной помехи. Причём будем считать, что $\nu_m \gg 1$, то есть мощность внешней помехи на частоте Доплера f_m существенно превышает мощность собственного шума, что обычно имеет место на практике.

Поскольку матрица (4.22) является эрмитовой и положительно определенной, то обратная по отношению к ней матрица может быть представлена спектральным разложением

$$\mathbf{R}^{-1} = \sum_{m=1}^M \frac{\mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^*}{\lambda_m + 1} + \sum_{m=M+1}^N \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^*, \quad (4.23)$$

где λ_m – ненулевые собственные значения второго слагаемого в правой части (4.22), сумма которых определяет мощность пассивной помехи; $\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_M$ – ортонормированные собственные векторы, соответствующие этим собственным значениям и являющиеся базисом в подпространстве помехи; $\mathbf{U}_{M+1}, \dots, \mathbf{U}_N$ – ортонормированные собственные векторы матрицы \mathbf{R} , которые образуют базис в подпространстве, ортогональном пассивной помехе.

Поскольку мощность пассивной помехи предполагается много больше мощности полезного сигнала, то справедливо неравенство $\lambda_m \gg 1$, что позволяет пренебречь первым слагаемым в правой части (4.23), после чего получаем аппроксимацию обратной матрицы помехи матрицей

$$\mathbf{P} = \sum_{m=M+1}^N \mathbf{U}_m \mathbf{U}_m^*. \quad (4.24)$$

Матрица \mathbf{P} является проектором на ортогональное пассивной помехе подпространство [76, 96], и действие этого матричного оператора на любую

линейную комбинацию синусоид $S(f_1), S(f_2), \dots, S(f_M)$ приводит к ее «занулению». Это можно интерпретировать как подавление пассивной помехи.

Таким образом, обратную корреляционную матрицу интенсивной помехи можно аппроксимировать матрицей-проектором на подпространство, ортогональное подпространству помехи, то есть

$$\mathbf{R}^{-1} \approx \mathbf{E} - \mathbf{P}, \quad (4.25)$$

где \mathbf{E} – единичная матрица, $\mathbf{P} = \mathbf{M}(\mathbf{M}^* \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^*$ – матрица-проектор на подпространство помехи [76, 96], $*$ – знак эрмитова сопряжения, $\mathbf{M} = [S(f_1), S(f_2), \dots, S(f_M)]$ – матрица, составленная из вектор-столбцов сигналов, частоты Доплера которых f_1, \dots, f_L с некоторым шагом перекрывают диапазон частот пассивной помехи.

С учетом приближения (4.25) оптимальный весовой вектор межпериодной обработки примет вид

$$\mathbf{W} = (\mathbf{E} - \mathbf{P})\mathbf{S}(f), \quad (4.26)$$

а оптимальная процедура обработки будет состоять в вычислении модуля выражения

$$\xi = \mathbf{Y}^* (\mathbf{E} - \mathbf{P}) \mathbf{S}(f_0), \quad (4.27)$$

где \mathbf{Y} – вектор, соответствующий принимаемому азимутальному пакету.

При этом матрица-проектор (4.21) выполняет функцию режектора пассивной помехи и является общей для всех доплеровских фильтров. Нули зоны режекции определяются значениями частот f_1, \dots, f_L векторов, образующих матрицу \mathbf{M} в выражении (4.25).

Частотная характеристика отдельного когерентного накопителя (проекционного фильтра) определяется при этом выражением

$$\mathbf{K}_i(f) = \frac{|\mathbf{S}^*(f)(\mathbf{E} - \mathbf{P})\mathbf{S}(f_i)|}{N} \quad (4.28)$$

где N – количество импульсов в пачке.

Вид скоростной характеристики приведен на рис. 4.33.

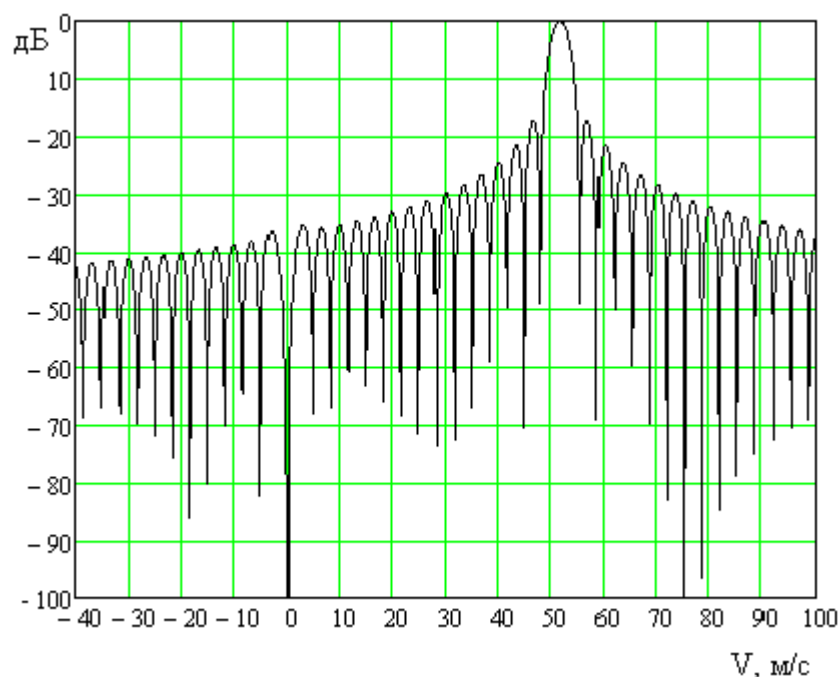


Рис. 4.33. Скоростная характеристика отдельного когерентного накопителя

Видна глубокая зона режекции в области местных предметов, главный пик, соответствующий радиальной скорости ожидаемого полезного сигнала, и боковые лепестки, спадающие приблизительно по закону $\frac{\sin(x)}{x}$. При необходимости возможно применение весового окна, уменьшающего уровень этих лепестков.

После амплитудного детектирования выходных сигналов когерентных накопителей осуществляется отбор по максимуму с одновременным измерением радиальной скорости, соответствующей этому максимуму. Измерение необходимо для того, чтобы при последующем применении бинарного накопителя (критерия «два из двух») отсеять ложные тревоги, связанные с одновременным превышением порогов в ПУ1 и ПУ2 выбросами процесса, соответствующими различным радиальным скоростям.

Моделирование проводилось для следующих режимов работы радиолокационной системы: длина волны 0.2 м, период зондирования $T_1 = 140 \cdot 10^{-6}$ с, (что соответствует однозначной дальности $D_1 = 21$ км), $T_2 = 170 \cdot 10^{-6}$ (что соответствует однозначной дальности $D_2 = 25$ км); размерность азимутального пакета $N = 256$. Следует отметить, что в результате обработки пачек

с периодами T_1 и T_2 на выходе схем отбора максимума будут получены 21 и 25 дальностных отсчетов (дискретов дальности) соответственно. Затем они сравниваются с порогами в ПУ1 и ПУ2, и для каждого из указанных отсчетов вырабатывается признак превышения или непревышения порога. При этом каждой истинной дальности до цели в диапазоне 1–40 км будет соответствовать определенная пара отсчетов: один отсчет – из последовательности на входе ПУ1, а другой – из последовательности на входе ПУ2. (Вопрос об идентификации этих пар для каждой дальности, как достаточно очевидный, здесь не рассматривается).

Решение о наличии цели принимается только в том случае, если каждый из отсчетов пары имеет признак превышения порога и соответствует одному и тому же значению радиальной скорости.

Как показало моделирование [31, 32, 93, 97], предложенный алгоритм обработки (4.26), по сравнению с применением весовых окон (окна Дольфа-Чебышева, Кайзера-Бесселя и др.), оказался более устойчивым к искажениям азимутального пакета, связанным с амплитудной модуляцией азимутальной пачки диаграммой направленности антенны и разрывами в азимутальном пакете при формировании служебных зон, когда зондирующий сигнал не излучается. Робастность приведенного метода объясняется тем, что повышенные требования к уровню боковых лепестков предъявляются только в диапазоне частот пассивной помехи, а не везде вне главного пика частотной характеристики фильтра. Это позволяет когерентно накапливать всю азимутальную пачку, эффективно подавляя при этом пассивную помеху.

Скоростная характеристика фильтра с весовым вектором (4.26) при размерности азимутального пакета $N = 256$ приведена на рис. 4.34. Она имеет главный пик, соответствующий радиальной скорости 52 м/с, и зону режекции местных предметов шириной 2,3 м/с по уровню минус 60 дБ. В остальном диапазоне радиальных скоростей уровень боковых лепестков изменяется от минус 19 до минус 37 дБ.

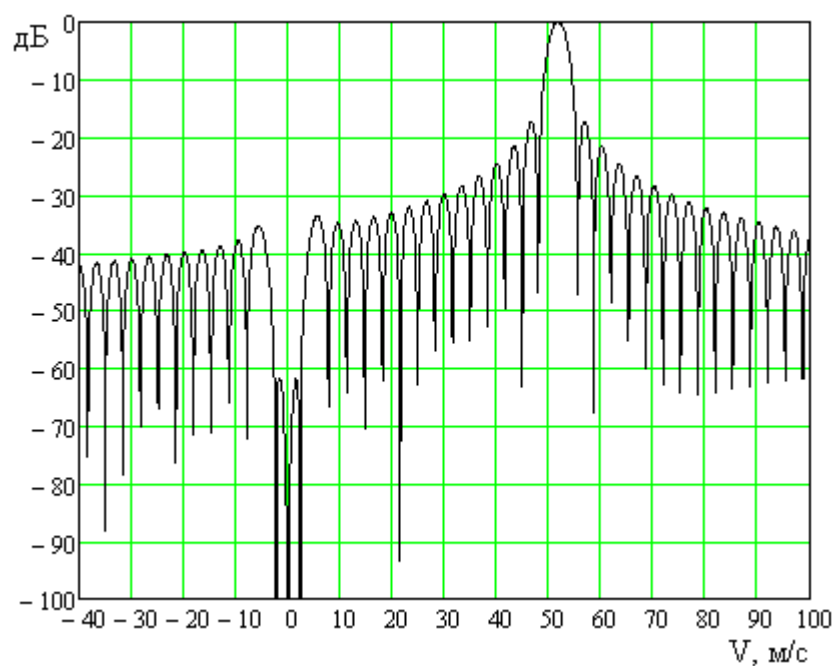


Рис. 4.34. Скоростная характеристика фильтра с зоной режекции местных предметов шириной 2,3 м/с

Большая размерность азимутального пакета ($N > 100$) позволяет формировать фильтры с гораздо большей полосой режекции, чем это показано на рис. 4.34. Скоростная характеристика одного из таких фильтров приведена на рис. 4.35 и 4.36.

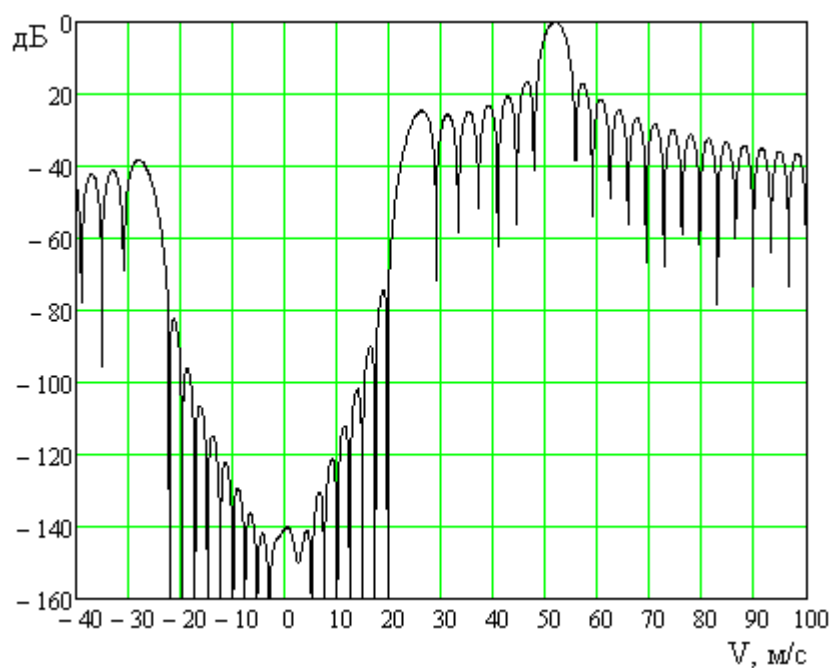


Рис. 4.35. Скоростная характеристика с шириной зоны режекции 20 м/с

Зона режекции занимает интервал скоростей от минус 24 до плюс 24 м/с, то есть практически весь диапазон скоростей пассивных помех, включая местные предметы, дипольные помехи и метеообразования.

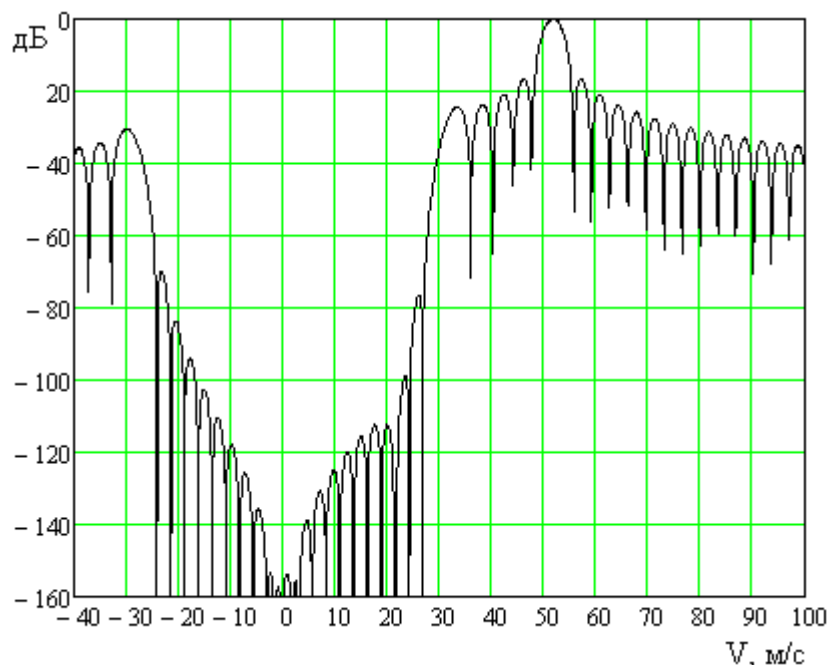


Рис. 4.36. Скоростная характеристика с шириной зоны режекции 24 м/с

Предложенным методом можно также сформировать третью группу фильтров, предназначенную для обнаружения целей с малыми радиальными скоростями на фоне местных предметов и движущейся пассивной помехи. Скоростная характеристика одного из фильтров этой группы показана на рис. 4.37. Она имеет две узких зоны режекции в области местных предметов и дипольной помехи.

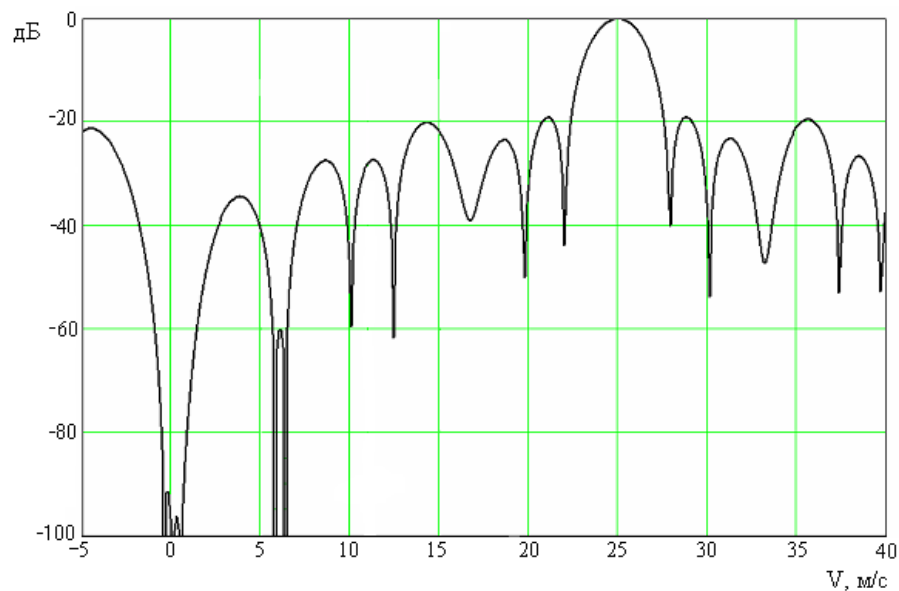


Рис. 4.37. Скоростная характеристика с двумя зонами режекции

Рассмотрим процедуру межпериодной обработки с использованием приведенных выше трех групп фильтров.

На первом этапе азимутальный пакет обрабатывается параллельным набором фильтров с широкой полосой режекции (см. рис. 4.35), позволяющих полностью исключить влияние различных пассивных помех. Затем на основе откликов этих фильтров формируется порог обнаружения и проводится сравнение с этим порогом выходного сигнала каждого фильтра. Это позволяет провести оптимальное обнаружение целей с радиальными скоростями более 30 м/с.

На втором этапе, при уже имеющемся пороге обнаружения, формируются недостающие фильтры в диапазоне скоростей ± 30 м/с, с зоной режекции только в области местных предметов (см. рис. 4.36). В отсутствие дипольной помехи это позволяет провести эффективное обнаружение объектов, имеющих малые радиальные скорости, в том числе и «ангелы», которые селектируются по величине амплитуды и трассовым признакам [34, 98-101]. При наличии же дипольной помехи проводится ее картографирование с тем, чтобы на следующих обзорах для обнаружения целей с радиальными скоростями менее 30 м/с применять в элементах дальности, содержащих дипольную помеху, фильтры с двумя зонами режекции (см. рис. 4.37).

Проведем синтез алгоритма селекции движущихся целей на основе рассмотренного выше проекционного метода [85, 102]. Блок-схема алгоритма приведена на рис. 4.38.

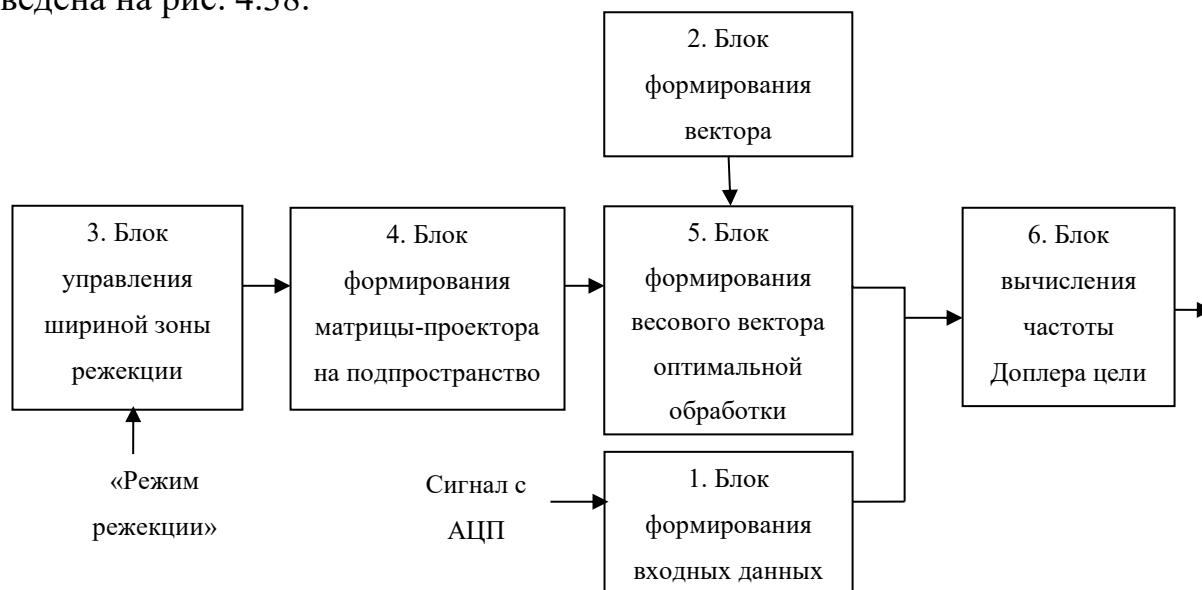


Рис. 4.38. Блок-схема алгоритма селекции движущихся целей

Алгоритм селекции движущихся целей на основе проекционного метода содержит блок формирования входных данных, представляющие собой вектор, соответствующий принимаемому азимутальному пакету (1), блок формирования вектора полезного сигнала, который имеет межпериодную временную структуру, характеризуемую вектором дискретной синусоиды (2), блок управления шириной зоны режекции, который заключается в формировании матрицы, составленной из вектор-столбцов сигналов, частоты Доплера которых с некоторым шагом перекрывают диапазон частот пассивной помехи (3), блок формирования матрицы-проектора на подпространство помехи, действие которой на любую линейную комбинацию векторов полезного сигнала приводит к ее занулению (4), блок формирования весового вектора оптимальной обработки, который формируется путем умножения обратной корреляционной матрицы и вектора полезного сигнала (5), блок вычисления частоты Доплера цели F_D , вычисленной умножением эрмитово сопряженного вектора, соответствующий принимаемому азимутальному пакету, и весового вектора оптимальной обработки (6).

Одним из основных требований, предъявляемых к мобильным малогабаритным радиолокационным системам, являются ограничения по производительности СЦВМ, как следствие ограничений по массе и габаритным размерам. Поэтому важной задачей является оптимизация в вычислительном плане системы межпериодной обработки, как наиболее трудоемкой.

В вычислительном плане обработка (4.27) реализуется следующим образом. Вектор полезного сигнала можно представить в виде произведения

$$\mathbf{S}(f) = \mathbf{D}\mathbf{S}_0(f), \quad (4.29)$$

где $\mathbf{S}_0(f)$ – комплексная синусоида с прямоугольной огибающей, \mathbf{D} – диагональная $N \times N$ матрица, учитывающая форму огибающей азимутального пакета, обусловленную как диаграммой направленности антенны, так и наличием служебных зон.

В соответствии с этим на первом (предварительном) этапе вычисляется вектор

$$\mathbf{Z}^* = \mathbf{Y}^*(\mathbf{E} - \mathbf{P})\mathbf{D}. \quad (4.30)$$

Учитывая специальный вид матрицы \mathbf{P} для вычисления вектора (4.23) требуется $\sim 2NL$ комплексных умножений, где N – размерность азимутального пакета, а L – количество нулей в зоне режекции. Затем с применением операции быстрого преобразования Фурье (БПФ) определяются выходные сигналы фильтров

$$\xi = \mathbf{Z}^* \mathbf{S}_0(f_m), \quad (4.31)$$

где m – номер фильтра.

Использование операции БПФ при предложенном методе межпериодной обработки позволяет значительно снизить требования по производительности СЦВМ, реализующей систему цифровой обработки сигналов РЛС [103, 104].

Кроме того, как было отмечено выше, одним из существенных, с точки зрения практической реализации, достоинств проекционного метода по сравнению с оптимальной процедурой вычисления весового вектора является отсутствие

необходимости выполнять вычислительные процедуры, связанные с оценкой корреляционной матрицы помехи \mathbf{R} и вычислением обратной матрицы \mathbf{R}^{-1} (для каждого элемента разрешения в реальном масштабе времени). Также, известно, что реализация данных вычислительных процедур влечет за собой проблемы связанные с плохой обусловленностью матрицы. При этом, процедура синтеза оптимального весового вектора обработки, связанная с обращением корреляционной матрицы помех, становится существенно неустойчивой к погрешностям производимых вычислений и другим возмущениям точной матрицы.

Таким образом, в вычислительном плане метод аппроксимации обратной корреляционной матрицы помехи матрицей-проектором \mathbf{P} , заключается только в предварительном формировании матрицы проектора в соответствии с процедурой (4.26) и применении стандартной процедуры БПФ.

4.3. Выводы по главе 4

1. Предложенный алгоритм, основанный на процедуре линейной интерполяции коэффициентов настройки АК АШП, позволяет повысить эффективность работы АК АШП РЛС малой дальности в условиях изменения угловых соотношений между лучом антенны и постановщиком помех и увеличения временного интервала между служебными зонами. Анализ экспериментальных данных подтвердил повышение коэффициента подавления АШП при использовании линейной интерполяции (по сравнению с алгоритмом без дополнительной линейной интерполяции). Так, усредненный по 100 обзорам коэффициент подавления АШП для штатного алгоритма без интерполяции весовых коэффициентов составил 17 дБ, а для алгоритма с линейной интерполяцией (при значении параметра $\beta_{\text{днА}}/\beta_{\text{сз}}=7$) в среднем на 5,5 дБ выше (более 22,5 дБ).

2. Полученная зависимость коэффициента подавления АШП от величины временного интервала между служебными зонами по отношению к ширине диаграммы направленности основного канала позволяет синтезировать режимы

работы РЛС (проводить «расстановку» служебных зон). При этом с одной стороны, обеспечивается требуемый коэффициент подавления АШП, а с другой стороны, обеспечиваются минимальные потери при обнаружении сигнала системой межпериодной обработки.

3. Обосновано использование квазиоптимального проекционного метода селекции движущихся целей импульсной РЛС с учетом когерентности принимаемой пачки импульсов. Получена зависимость коэффициента подавления пассивной помехи проекционного метода от степени когерентности пачки импульсов. Показано, что достаточно высокий коэффициент подавления, соответствующий современным требованиям к радиолокационным системам (больше 50-60 дБ) достигается при высокой степени когерентности принимаемой пачки ($H < 10^{-5}$).

4. Получена зависимость коэффициента подавления пассивной помехи оптимального и проекционного методов от флуктуаций нормированной частоты $f/\Delta f$, $\Delta f = 1/N$. Показано, что коэффициент подавления больше 50-60 дБ достигается при значениях случайной частоты равных $\sigma_f \approx 0.3\Delta f$, то есть при достаточно высокой степени когерентности принимаемого процесса.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертации представлены результаты исследований когерентных свойств радиолокационных сигналов и помех для повышения эффективности пространственно-временной обработки импульсных радиолокационных систем.

Основными из этих результатов являются следующие:

1. Энтропия распределения энергии сигнала по собственным подпространствам корреляционной матрицы позволяет получить количественную оценку степени когерентности сигналов с фазо-частотными флуктуациями. Это позволяет использовать оценку степени когерентности для решения задач, в которых требуется анализ параметров сигналов при прохождении (распространении) в среде или через различные радиотехнические системы – в радиолокационных системах, в радиофизических измерительных системах, в задачах исследования электромагнитной обстановки, в задачах обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств, в системах радионавигации и радиосвязи.

2. Результаты численного моделирования когерентности сигналов с фазовыми и частотными флуктуациями показали: Результаты численного моделирования когерентности сигналов с фазовыми и частотными флуктуациями позволили определить границы когерентности сигналов с частотными и фазовыми флуктуациями:

а) при значениях случайной фазы равных $\sigma_\varphi \approx 0.1 \approx \pi / 30$ и при значениях случайной частоты равных $\sigma_f \approx 0.3 \Delta f$ флуктуациями параметров сигнала можно пренебречь, то есть процесс при ОСШ $q \rightarrow \infty$ можно считать когерентным.

б) при фазовых флуктуациях $\sigma_\varphi \approx \pi / 2$ и при частотных флуктуациях $\sigma_f \approx 10 \cdot \Delta f$ (Δf - полоса приёмного устройства) энтропия процесса стремится к значению $\ln(N)$, то есть процесс становится полностью некогерентным.

в) в случае частично когерентного сигнала значение энтропии при ОСШ $q \rightarrow \infty$ стремится к постоянному значению, определяемому распределением

флуктуаций фазы (частоты) процесса;

3. Квазидетерминированный сигнал с небольшим отношением сигнал/шум ($q \rightarrow 0$) может иметь такую же степень когерентности, как и сигнал с большим отношением сигнал/шум ($q \rightarrow \infty$), но с некоторым постоянным уровнем фазо-частотных флуктуаций.

4. Когерентность процессов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы с различным уровнем и видом флуктуаций (амплитудных, фазовых, частотных) может быть одинаковой. Это позволяет сравнивать процессы с различными видами и уровнями флуктуаций, используя предложенную меру когерентности.

5. Полученная оценка и проведенный анализ степени когерентности активной шумовой помехи на основе анализа распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы позволила придать когерентным свойствам активных шумовых помех количественную оценку. Это позволяет использовать полученную информационную меру для оценки качества радиотехнических систем.

6. Получены оценки влияния ширины частотного диапазона, влияния нестационарности помеховой обстановки и влияния времени воздействия активной шумовой помехи на степень когерентности активной шумовой помехи:

- при выполнении соотношения $\Delta f_{\text{ашп}} \approx N \cdot \Delta f_c$ АШП является некогерентной и данную помеху можно считать «широкополосной»;
- при выполнении соотношения $\Delta f_{\text{ашп}} < N \cdot \Delta f_c$ шумовая помеха является частично когерентной и данную помеху можно считать «узкополосной».

7. Анализ когерентности радиолокационных сигналов, отраженных от источников пассивных помех с различными спектральными характеристиками, показал, что значение энтропии может быть использовано для оценки максимального коэффициента подавления пассивной помехи в системе селекции движущихся целей.

8. Получены зависимости коэффициента подавления пассивной помехи от среднеквадратической ширины спектра пассивной помехи для различных значений

длины выборки процесса и длины волны. Показано, что при уменьшении степени когерентности радиолокационных сигналов, отраженных от пассивных помех, за счет расширения доплеровского спектра, будет уменьшаться коэффициент подавления пассивной помехи.

9. Анализ когерентности аддитивной смеси сигналов, отраженных от источника помехи и цели, показал, что мера когерентности радиолокационных сигналов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы позволяет дать качественную оценку максимальной подпомеховой видимости.

10. Предложенный алгоритм, основанный на процедуре линейной интерполяции коэффициентов настройки АК АШП, позволяет повысить эффективность работы АК АШП РЛС малой дальности в условиях изменения угловых соотношений между лучом антенны и постановщиком помех и увеличения временного интервала между служебными зонами. Показано, что в случае нестационарной помеховой обстановки использование процедуры линейной интерполяции весовых коэффициентов позволяет увеличить коэффициент подавления шумовой активной помехи в среднем на 5 дБ.

11. Обосновано использование квазиоптимального проекционного метода селекции движущихся целей импульсной РЛС с учетом когерентности принимаемой пачки импульсов. Получена зависимость коэффициента подавления пассивной помехи проекционного метода от степени когерентности пачки импульсов. Показано, что коэффициент подавления, соответствующий современным требованиям к радиолокационным системам (больше 50-60 дБ) достигается при высокой степени когерентности принимаемой пачки ($H < 10^{-5}$).

12. Получена зависимость коэффициента подавления пассивной помехи оптимального и проекционного методов от флуктуаций нормированной частоты $f/\Delta f$, $\Delta f = 1/N$. Показано, что коэффициент подавления больше 50-60 дБ достигается при значениях случайной частоты равных $\sigma_f \approx 0.3\Delta f$, то есть при достаточно высокой степени когерентности принимаемого процесса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сизов Ю.Г., Скоков А.Л. // Вооружение, политика, конверсия. – 2005. – № 1. – С. 33-34.
2. Алексеев Д.Ю., Гвоздев А.Б. Состояние и перспективы развития радиолокационного вооружения ПВО СВ // Вооружение, политика, конверсия. – 2012. – № 4. – С. 45-48.
3. Соколов А.В. Вопросы перспективной радиолокации. М.: Издательство: Радиотехника, 2003. 512 с.
4. Туляков, Ю. М. К оценке надёжности подвижной наземной радиосвязи / Ю. М. Туляков, В. И. Есипенко // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2024. – № 1(53). – С. 34-40.
5. Бартенев В.Г. Радиолокационные отражения от «ясного неба» вынуждают улучшать параметры РЛС // Современная электроника. – 2014. – №7. – С. 18-20.
6. Макаренко С.И. Информационное противоборство и радиоэлектронная борьба в сетцентрических войнах начала XXI века / С. И. Макаренко. – Санкт-Петербург: Издательство «Наукоемкие технологии», 2017. 546 с.
7. Бунимович В.И. Флюктуационные процессы в радиоприемных устройствах. М.: Сов. радио, 1951. 360 с.
8. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
9. Защита от радиопомех. Под ред. М.В. Максимова. М.: Сов. радио, 1976. 496 с.
10. Болховская, О. В. Решающие статистики для некогерентного обнаружения сигналов в многоэлементных антенных решётках / О. В. Болховская, А. А. Мальцев // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2018. – Т. 61, № 2. – С. 163-179.
11. Особенности проектирования высокочувствительного автокомпенсационного углового акселерометра с использованием оптронно-световодных элементов / А. И. Сорока, А. В. Колесников, Ю.А. Сидоркина [и др.] // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2021. – № 4(60). – С. 94-107.
12. К вопросу селекции имитирующих помех на основе оценки степени когерентности радиосигналов / Е. С. Фитасов, С. А. Козлов, Е. В. Леговцова, Ю. М.

Макарова // Перспективные технологии в средствах передачи информации - ПТСПИ-2017 : Материалы 12-ой международной научно-технической конференции, в 2-х томах, Суздаль, 05–07 июля 2017 года. Том 1. – Суздаль: Владимирский государственный университет им. Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, 2017. – С. 98-101.

13. Крячко, А. Ф. Воздействие имитационных помех на информационно-измерительные системы / А. Ф. Крячко, М. А. Куксенко // Вопросы радиоэлектроники. – 2009. – Т. 1, № 2. – С. 107-114.

14. Оценка воздействия структурных помех на приемно-регистрирующее оборудование радиотелеметрических систем / А. Ф. Крячко, Н. А. Гладкий, В. К. Лосев, М. А. Глазнев // Успехи современной радиоэлектроники. – 2015. – № 10. – С. 201-204.

15. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.

16. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Современные методы пространственной обработки сигналов в радиосистемах с антенными решётками. Нижний Новгород, 2008. 171 с.

17. Козлов С.А., Фитасов Е.С., Василенко (Леговцова) Е.В., Насонов В.В. Повышение эффективности автокомпенсации шумовых активных помех в радиолокационных станциях малой дальности // Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей». – 2013. – № 1. – С.45–48.

18. Уидроу, Б. Компенсация помех. Принципы построения и применения / Б. Уидроу // ТИИЭР. – 1975. – № 12. – С. 69-97.

19. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов: пер. с англ. / Б. Уидроу, С. Стирнз; под ред. В.В. Шахгильдяна М.: Радио и связь, 1989 - 440 с.

20. Ермолаев В.Т. Методы оптимальной пространственной обработки сигналов: Учебное пособие / В.Т. Ермолаев, А.А. Мальцев, А.Г. Флакман. Нижний Новгород: ННГУ. 2004. 36 с.

21. Фитасов Е.С., Журавлев И.В., Насонов В.В. Разработка адаптивных алгоритмов компенсации помех для многофункциональных обзорных РЛС в условиях

- воздействия декоррелирующих факторов и нестационарной помеховой обстановки: монография. Изд-во ЯГПУ им. К.Д. Ушинского, 2014. 145 с.
22. Сколник М. Справочник по радиолокации. Книга 1 / Под ред. М. Сколника. 3-е издание. Перевод с английского под общей редакцией В.С. Вербы. В 2-х книгах. – М.: Техносфера, 2014. 672 с.
23. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Изд. 2-е, перераб. и доп. Сер. Учебник для ВУЗов. М.: Радиотехника, 2007. 375 с.
24. Разработка первых систем защиты РЛС от пассивных помех (исторический обзор) / П. А. Бакулев [и др.] // Радиотехника. – 2016. – №5. – С. 142-151.
25. Экспериментальная оценка проекционного метода доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов при обнаружении воздушных объектов с малыми радиальными скоростями / Е. С. Фитасов, Е. В. Леговцова, Д. А. Пальгуйев [и др.] // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2021. – Т. 64, № 4. – С. 331-340.
26. Егорочкин Г.А., Бляхман А.Б., Бомштейн А.Д. и др. Наземные и вертолетные РЛС разработки ННИИРТ // В кн. История отечественной радиолокации. М.: ООО «Изд. дом «Столичная энциклопедия», 2015. – С. 48.
27. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Я. Д. Ширман [и др.]; под ред. Я. Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
28. Селекция ложных целей в РЛС с внутренней когерентностью / С. А. Козлов, О. Е. Кудряшова, Е. В. Леговцова, Е. С. Фитасов // Радиолокация : Теория и практика. – Москва : ООО Издательство «Юнити-Дана», 2023. – С. 497-511.
29. Проскурин, В.И. Квадратичные фильтры для обнаружения неизвестного сигнала на фоне коррелированной помехи / В. И. Проскурин // Радиотехника и электроника. – 1992. – № 7. – С. 1227 – 1235.
30. Михеев П.В., Фитасов Е.С. Метод синтеза эффективной доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов // Труды 12-й междунар. научно-тех. конф. «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж. – 2006. – Т.3. – С. 1675–1679.
31. Михеев П.В, Фитасов Е.С. Близкий к оптимальному способ доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов // Вестник Нижегородского

- государственного университета. Серия: Радиофизика. – 2005. – Вып № 1 (3). – С. 67–72.
32. Транк, Дж. В. Коэффициент потерь при накоплении шумов в системах СДЦ / Дж. В. Транк // ТИИЭР – 1977. – Т.65, № 11. – С. 115-116.
33. Михеев, П.В. Синтез оптимальных и квазиоптимальных методов пространственно-временной обработки сигналов в импульсных радиолокационных системах: канд.физ.-мат.наук. Н.Новгород, 2007. 109 с.
34. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / Под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2003. 416 с.
35. Спектрально-корреляционные характеристики одноканального автокомпенсатора помех / Арзамасов С.Н., Малахов А.Н., Музычук О.В., Позументов И.Е. Радиотехника и электроника. – 1979. – Т. 24. № 3. – С. 545.
36. Болховская, О. В. Решающие статистики для некогерентного обнаружения сигналов в многоэлементных антенных решётках / О. В. Болховская, А. А. Мальцев // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2018. – Т. 61, № 2. – С. 163-179.
37. Bolkhovskaya O., Davydov A., Maltsev A. Detection characteristics of the random and deterministic signals in antenna arrays International Journal of Electronics and Communication Engineering. – 2015. – Vol. 9. No. 12. – P. 1430-1433.
38. Регуляризованная оценка весового вектора адаптивного компенсатора помехи / В. Т. Ермолаев, И. С. Сорокин, А. Г. Флакسمан, А. В. Ястребов // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2015. – Т. 58, № 12. – С. 1083-1093.
39. Виноградов, А. Г. Оценка когерентности отраженного от объектов на поверхности Земли сигнала в бистатической космической системе радиолокатора с синтезированной апертурой / А. Г. Виноградов, А. Н. Теохаров // Дальняя радиолокация на службе Отечеству : Труды VIII Всероссийской научно-практической конференции, Москва, 04–15 апреля 2022 года. – Москва: Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана (национальный исследовательский университет), 2022. – С. 194-204.

40. Полубехин, А. И. Пространственная и временная когерентность сигналов в пространственно-распределённой информационной системе радиолокационных модулей / А. И. Полубехин // Вестник СибГУТИ. – 2020. – № 3(51). – С. 47-53.
41. Влияние когерентности га сигналов на эффективность мультистатистического наблюдения / А. И. Хилько, И. П. Смирнов, А. И. Машошин [и др.] // Управление в морских и аэрокосмических системах (УМАС-2014) : 7-я РОССИЙСКАЯ МУЛЬТИКОНФЕРЕНЦИЯ ПО ПРОБЛЕМАМ УПРАВЛЕНИЯ: МАТЕРИАЛЫ КОНФЕРЕНЦИИ, Санкт-Петербург, 07–09 октября 2014 года / ГНЦ РФ ОАО "КОНЦЕРН "ЦНИИ "ЭЛЕКТРОПРИБОР". – Санкт-Петербург: ЦНИИ "Электроприбор", 2014. – С. 787-797.
42. Раевский, М. А. Влияние ветрового волнения на когерентность импульсных сигналов и засветку модовой тени в мелком море / М. А. Раевский, А. И. Хилько // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2011. – Т. 54, № 10. – С. 746-757.
43. Цой, М. О. Оценка степени пространственной когерентности пульсовых сигналов / М. О. Цой, Д. Э. Постнов, В. А. Ключков // Биосистемы: организация, поведение, управление : Тезисы докладов 73-й Всероссийской с международным участием школы-конференции молодых ученых, Нижний Новгород, 28–30 октября 2020 года. – Нижний Новгород: Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, 2020. – С. 222.
44. Carey, W.M. The determination of signal coherence length based on signal coherence and gain measurements in deep and shallow water // J. Acoust. Soc. Am. – 1998. – Vol. 104, No. 2. – P. 831-837.
45. Carey W.M., Lynch J.F., Siegmann W.L., Rozenfeld I., and Sperry B.J. Sound transmission and spatial coherence in selected shallow-water areas: measurements and theory // J. Comp. Acoust. – 2006. – Vol. 14, No. 2. – P. 265-298.
46. Бабанов, Н. Ю. Влияние дифракции электромагнитных волн на характеристики нелинейного радиолокатора / Н. Ю. Бабанов, В. И. Есипенко, В. И. Ирхин // Нелинейный мир. – 2023. – Т. 21, № 2. – С. 38-46.

47. Сидоркина, Ю. А. Алгоритм обработки сигнала системы дистанционного мониторинга дыхания человека / Ю. А. Сидоркина, Н. С. Соболева, Е. Д. Князева // Наукосфера. – 2022. – № 1-1. – С. 238-245.
48. Сидоркина, Ю. А. Алгоритм обработки входного сигнала биорадиолокационной системы мониторинга подвижного объекта / Ю. А. Сидоркина, А. К. Лихоеденко, Е. Д. Князева // Научно-технический вестник Поволжья. – 2023. – № 7. – С. 174-179.
49. Малахов А.Н. Флуктуации в автоколебательных системах. М.: Наука, 1967. 660 с.
50. Беляков, А. В. Проявление $1/f$ -шума тока утечки в наноразмерных светоизлучающих структурах / А. В. Беляков, А. В. Ключев, А. В. Якимов // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2008. – Т. 51, № 2. – С. 149-161.
51. Информационные технологии в радиотехнических системах: учебное пособие для вузов / Васин В.А., Власов И.Б., Егоров Ю.М. [и др.]; ред. Федоров И.Б. - 2-е изд., перераб. и доп. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. – 764 с.
52. Радиозлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Я.Д. Ширман, Ю.И. Лосев, Н.Н. Минервин и др. Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: ЗАО «МАКВИС», 1998. 828 с.
53. Теоретические основы радиолокации / Я. Д. Ширман, В. Н. Голиков, И. Н. Бусыгин и др.; Под. ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Сов. радио, 1970. – 560 с.
54. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – 2-е изд., перераб. и доп. М. : Радио и связь, 1982. 624 с.
55. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая. Изд. 2-е., перераб. М.: Сов. радио, 1974. 552 с.
56. Пестряков В.Б. Фазовые радиотехнические системы. М. : Советское радио, 1968. 468 с.
57. Аганин А.Г. Способ измерения когерентности сигналов / А. Г. Аганин, В.В. Замаараев, О.В. Васильев // Радиотехника. – 2003. – № 6. – С. 50-57.
58. Черных М.М. Экспериментальная оценка когерентности радиолокационного сигнала, отраженного от воздушной цели / М.М. Черных, О.В. Васильев // Радиотехника. – 1999. – №2. – С.75-78.

59. Михеев П.В. Способ оценки степени когерентности сигналов / П. В. Михеев // Труды 11 международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж. – 2005. – Т. 1. – С. 29-35.
60. Михеев, П. В. Метод оценки когерентных свойств радиолокационных сигналов / П. В. Михеев // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2006. – Т. 49, № 1. – С. 82–87.
61. Селекция имитирующих сигналоподобных помех в радиолокационных системах с внутренней когерентностью / Е. С. Фитасов, Е. В. Леговцова, О. Е. Кудряшова [и др.] // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2021. – Т. 64, № 11. – С. 917-925.
62. Оценка когерентности радиолокационных сигналов в антенных решетках на основе анализа распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы / И. Я. Орлов, Е. С. Фитасов, Д. Н. Ивлев, С. А. Козлов // Антенны. – 2017. – № 3(235). – С. 31-36.
63. Оценка когерентности радиолокационных сигналов с флуктуациями параметров / Е. С. Фитасов, И. Я. Орлов, Е. В. Леговцова, В. В. Насонов // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2021. – Т. 64, № 1. – С. 69-82.
64. Оценка когерентных свойств радиолокационных сигналов с флуктуациями фазы / Е. С. Фитасов, Е. В. Леговцова, М. А. Борисова [и др.] // Труды XXIV научной конференции по радиофизике, посвященной посвящённой 75-летию радиофизического факультета, Нижний Новгород, 13–31 мая 2020 года. – Нижний Новгород: Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, 2020. – С. 238-240.
65. Оценка когерентных свойств радиолокационных сигналов с флуктуациями частоты / Е. А. Федосеева, О. Е. Кудряшова, Е. В. Леговцова [и др.] // Труды XXV научной конференции по радиофизике : материалы докладов, Нижний Новгород, 14–26 мая 2021 года. – Нижний Новгород: Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, 2021. – С. 247-250.

66. Когерентность радиотехнических сигналов с флуктуациями параметров / И. Я. Орлов, Е. С. Фитасов, Е. В. Леговцова, О. Е. Кудряшова // Перспективные технологии в средствах передачи информации : материалы 14-ой международной научно-технической конференции, Владимир, 06–07 октября 2021 года. – Владимир: Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, 2021. – С. 156-159.
67. Ермолаев, В.Т. Функция распределения максимального собственного числа выборочной корреляционной матрицы собственного шума элементов антенной решетки / В.Т. Ермолаев, К.В. Родюшкин // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 1999. – Т. 42, № 5. – С. 494-500.
68. Марпл–мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ. М.: Мир, 1990. 547 с.
69. Когерентность активных шумовых помех в радиолокационных системах с антенными решётками / Е. С. Фитасов, О. Е. Кудряшова, Е. В. Леговцова, В. В. Насонов // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2022. – Т. 65, № 2. – С. 159-168.
70. Когерентность активных шумовых помех в радиолокационных системах с антенными решетками / О. Е. Кудряшова, Е. В. Леговцова, В. В. Насонов, Е. С. Фитасов // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б. Я. Осипова, Воронеж, 27–29 сентября 2022 года. Том 3. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2022. – С. 89-97.
71. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи: в 2 т.: пер. с англ. под ред. Б. Р. Левина. М.: Сов. радио, 1961. Т. 2. 832 с.
72. Витерби Э.Д. Принципы когерентной связи. Нью-Йорк, 1966 г. Пер. с англ., под ред. Левина Б.Р. М.: Советское радио, 1970. 391 с.
73. Ермолаев В.Т., Краснов Б.А., Флакман А.Г. О синтезе оптимального весового распределения в адаптивных антенных решетках // Изв. вузов. Радиофизика. – 1983. – Т. 26, № 7. – С. 874–880.
74. Пространственно-временной компенсатор широкополосных помех на основе метода степенных векторов / В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов, А. Г. Флакман, А. В.

Ястребов // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2017. – № 4. – С. 19-26.

75. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками / А.К. Журавлев, В.А. Хлебников, А.П. Родимов и др. – Л.: Издательство Ленинградского университета, 1991. 544 с.

76. Ланкастер П. Теория матриц. М.: Наука, 1973. 127 с.

77. 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. 207 с.

78. Леговцова, Е. В. Когерентность радиолокационных сигналов, отраженных от источников пассивных помех / Е. В. Леговцова, Е. С. Фитасов // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2022. – Т. 65, № 7. – С. 590-597.

79. Леговцова, Е. В. Оценка когерентности пассивных радиолокационных помех / Е. В. Леговцова // Труды XXVI научной конференции по радиофизике, посвященной 120-летию М.Т. Греховой : Материалы конференции, Нижний Новгород, 12–27 мая 2022 года. – Нижний Новгород: Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, 2022. – С. 288-292.

80. Квазиоптимальный проекционный метод доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов / Е. С. Фитасов, И. Я. Орлов, В. В. Насонов [и др.] // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2019. – Т. 62, № 6. – С. 460-468.

81. Система защиты импульсной радиолокационной системы от дискретных метеообразований / Е. С. Фитасов, Е. В. Леговцова, С. А. Козлов, В. В. Насонов // Датчики и системы. – 2017. – № 8-9(217). – С. 13-19.

82. Доплеровская фильтрация радиолокационных сигналов, отражённых от малоскоростных воздушных объектов / Е. В. Леговцова, О. Е. Кудряшова, Е. С. Фитасов, Д. А. Васильев // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2020. – № 3(47). – С. 44-50.

83. Проекционный метод доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов, отраженных от малоскоростных воздушных объектов / Е. В. Леговцова, Е. С. Фитасов, Д. А. Васильев [и др.] // Труды XXIV научной конференции по радиофизике,

посвященной посвящённой 75-летию радиофизического факультета, Нижний Новгород, 13–31 мая 2020 года. – Нижний Новгород: Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, 2020. – С. 241-243.

84. Экспериментальные исследования проекционного метода доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов при обнаружении воздушных объектов с малыми радиальными скоростями / Е. В. Леговцова, С. А. Козлов, Е. С. Фитасов, Д. А. Васильев // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б. Я. Осипова, Воронеж, 27–29 сентября 2022 года. Том 3. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2022. – С. 304-311.

85. Патент № 2593276 С1 Российская Федерация, МПК G01S 7/36. Способ селекции движущихся целей : № 2015132506/07 : заявл. 04.08.2015 : опубл. 10.08.2016 / Е. С. Фитасов, Е. В. Леговцова ; заявитель Акционерное общество "Федеральный научно-производственный центр "Нижегородский научно-исследовательский институт радиотехники".

86. Патент № 2807614 С1 Российская Федерация, МПК G01S 7/36. Способ формирования весового коэффициента в условиях нестационарности помеховой обстановки : № 2022128263 : заявл. 28.10.2022 : опубл. 17.11.2023 / В. В. Насонов, Е. С. Фитасов, Е. В. Леговцова [и др.] ; заявитель Федеральное государственное казенное военное образовательное учреждение высшего образования "Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны" Министерства обороны Российской Федерации.

87. Насонов, В.В. Повышение эффективности работы автокомпенсатора с непосредственным обращением корреляционной матрицы помех при пространственном перемещении помехопостановщика / В.В. Насонов, И.В. Журавлев, Е.С. Фитасов // Вестник Ярославского зенитного ракетного института противовоздушной обороны: сб. научных трудов / ЯЗРИ ПВО. Ярославль. – 2003. Вып. 5. – С. 90–101.

88. Адаптивный алгоритм компенсации нестационарных помех при изменении угловых соотношений между лучом антенны и помехопостановщиком / В.С. Ключник, И.В. Журавлев, В.В. Насонов, Е.С. Фитасов // Актуальные проблемы вузов ВВС: межвузовский сборник. 2004. Вып. 17. – С. 192.
89. Василенко (Леговцова), Е.В. Метод степенного базиса при синтезе оптимальной обработки сигналов в адаптивных антенных решетках / Е.В. Василенко, П.В. Михеев // 14-я научная конференция по радиофизике, Н. Новгород, 2010. – С. 232-233.
90. Василенко (Леговцова), Е.В. Алгоритм повышения эффективности работы автокомпенсатора шумовых активных помех РЛС малой дальности на основе процедуры линейной интерполяции коэффициентов настройки / Е.В. Василенко, Е.С. Фитасов // Труды XV научной конференции по радиофизике, Н. Новгород, 2011. – С. 104-105.
91. Василенко (Леговцова), Е.В. Экспериментальные исследования системы автокомпенсации шумовых активных помех на основе метода линейной интерполяции коэффициентов настройки / Е.В. Василенко, Е.С. Фитасов, С.А. Козлов // Труды XVI научной конференции по радиофизике, Н. Новгород, 2012. – С. 120-122.
92. К вопросу оценки радиальной скорости радиолокационного объекта методом наименьших квадратов для случая неизвестной корреляционной матрицы помех / Е. С. Фитасов, В. А. Односеццев, В. В. Насонов, Е. В. Леговцова // Вестник Ярославского высшего военного училища противовоздушной обороны. – 2018. – № 1(2). – С. 49-54.
93. Фитасов, Е. С. Селекция движущихся целей на основе проекционного метода доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов / Е. С. Фитасов // Датчики и системы. – 2017. – № 3(212). – С. 29-32.
94. Леговцова, Е. В. Оценка когерентных свойств системы межпериодной обработки пачки радиолокационных импульсов / Е. В. Леговцова // Труды XXVII научной конференции по радиофизике, Нижний Новгород, 15–25 мая 2023 года. – Нижний Новгород: Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского, 2023. – С. 250-253.
95. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.

96. Фаддеев Д.К., Фаддеева В.Н. Вычислительные методы линейной алгебры. Изд. «Лань», 2009. 736 с.
97. Михеев П.В., Фитасов Е.С. Метод формирования адаптивного порога обнаружения // Труды междунар. выставки-конф. «Новые технологии в радиоэлектронике и системах управления». Н. Новгород. 2002. – С. 125.
98. Слюсарь Н.М. Вторичная модуляция радиолокационных сигналов динамическими объектами: Монография. Смоленск: ВА ВПВО СВ РФ, 2006. 153 с.
99. Вопросы статистической теории распознавания / Ю.Л. Барабаш [и др.], под ред. Б. В. Барского. М.: Сов. радио, 1967. 400 с.
100. Селекция и распознавание на основе локационной информации / А. Л. Горелик, Ю.Л. и др. М.: Радио и связь, 1990. 240 с.
101. Калмыков, В. В. Основные статистические методы анализа результатов экспериментов / В. В. Калмыков, О. С. Федорова // Электронный журнал: наука, техника и образование. – 2016. – № 1(5). – С. 68-75.
102. Леговцова Е.В., Фитасов Е.С., Козлов С.А., Сорокина А.В. Оценка эффективности системы селекции движущихся целей на основе проекционного метода в РЛС малой дальности дециметрового диапазона на фоне интенсивных отражений от протяженных местных предметов // Труды XIX научной конференции по радиофизике, посвященной посвящённой 70-летию радиофизического факультета. г. Нижний Новгород, 2015. – С. 149-150.
103. Оппенгейм А.В., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналов. Изд. «Техносфера», 2012. 1048 с.
104. Лозовский И.Ф. Эффективность обработки пачечных сигналов в условиях локально протяжённых и точечных пассивных помех // Общие вопросы радиоэлектроники. Ростов-на Дону. – 2006. – Ч.2. Вып.1. – С. 38–47.