

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

На правах рукописи



Козлов Сергей Александрович

**Временная обработка сигналов, отраженных от малоразмерных и
малоскоростных объектов в присутствии помех**

1.3.4 – Радиофизика

Диссертация
на соискание ученой степени
кандидата физико-математических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, доцент
Фитасов Евгений Сергеевич

Нижний Новгород, 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	6
ГЛАВА 1 ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОЕКЦИОННОГО МЕТОДА ДОПЛЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ С МАЛЫМИ РАДИАЛЬНЫМИ СКОРОСТЯМИ.....	25
1.1 Проекционный метод доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов.....	25
1.2 Оценка эффективности проекционного метода доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов.....	33
1.3 Характеристики обнаружения и распознавания слабого сигнала на фоне сильного детерминированного сигнала с частотами меньшими интервала релеевского разрешения	39
1.3.1 Решающие статистики для обнаружения слабого сигнала на фоне сильного детерминированного сигнала с частотами меньшими интервала релеевского разрешения	40
1.3.2 Разрешение и распознавание слабого сигнала с флуктуациями частоты на фоне сильного детерминированного сигнала.	42
1.3.3 Результаты численного моделирования.	44
1.4 Результаты натурных экспериментов.....	47
1.5 Выводы по главе 1.....	60
ГЛАВА 2 ИССЛЕДОВАНИЯ РАСПОЗНАВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ВТОРИЧНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА СОБСТВЕННЫХ ЧИСЕЛ ВЫБОРОЧНОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ МАТРИЦЫ	61
2.1 Исследования методов спектрального сверхразрешения для выявления признаков вторичной модуляции	62
2.1.1 Метод классификации множественных сигналов MUSIC.....	62
2.1.2 Метод прямого-обратного линейного предсказания (ПОЛП).....	64

2.1.3 Математическая модель радиолокационных сигналов, отраженных от летательного аппарата класса «Самолет с винтовым двигателем»	67
2.1.4 Результаты численного моделирования	72
2.1.5 Оценка вычислительных затрат.....	75
2.1.6 Синтез системы распознавания винтовых летательных аппаратов.....	76
2.1.7 Результаты натурных экспериментов по исследованию возможности использования методов сверхразрешения для выявления признаков вторичной модуляции	78
2.2 Исследования метода анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы сигнала для выявления признаков вторичной модуляции	92
2.2.1. Исследование характеристик разрешения и распознавания сигналов в сложной сигнально-помеховой обстановке на основе анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы.....	92
2.2.2 Решающие статистики для обнаружения слабого сигнала с флуктуациями частоты на фоне сильного детерминированного сигнала.....	97
2.2.3 Результаты натурных экспериментов по распознаванию радиолокационных сигналов с вторичной модуляцией.....	99
2.3. Выводы по главе 2.....	108
ГЛАВА 3 МЕТОД СЕЛЕКЦИИ ИМИТИРУЮЩИХ СИГНАЛОПОДОБНЫХ ПОМЕХ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С ВНУТРЕННЕЙ КОГЕРЕНТНОСТЬЮ	110
3.1 Количественная мера степени когерентности сигналов в виде энтропии распределения сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы	110
3.2 Основные факторы, влияющие на степень когерентности радиолокационных сигналов.....	119
3.3 Экспериментальная оценка возможности селекции имитирующих сигналоподобных активных помех на основе оценки распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы	112

3.4 Селекция имитирующих помех и сигналов с постоянным уровнем частотных флуктуаций на примере сигналов с вторичной модуляцией.....	125
3.5 Методика оценки количественной меры степени когерентности сигналов и анализ вычислительных затрат	129
3.6 Синтез устройства селекции ложных целей	133
3.7 Выводы по главе 3	136
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	138
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	142
ПРИЛОЖЕНИЕ. АКТ О ВНЕДРЕНИИ.....	159

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АР –	авторегрессия
АЦП –	аналога-цифровой преобразователь
АЧХ –	амплитудно-частотная характеристика
БПЛА –	беспилотный летательный аппарат
БПФ –	быстрое преобразование Фурье
ДПФ –	дискретное преобразование Фурье
ДФ –	доплеровский фильтр
ИИСП –	интеллектуальная имитирующая сигналоподобная помеха
ИКО –	индикатор кругового обзора
КМ –	корреляционная матрица (помех)
КН –	когерентное накопление (когерентный накопитель)
ЛА –	летательный аппарат
ЛВЦ –	ложная воздушная цель
ОСШ –	отношение сигнал/шум
ПОЛП –	прямое-обратное линейное предсказание.
ПП –	пассивная помеха
РЛС –	радиолокационная станция
РФ –	режекторный фильтр
СДЦ –	селекция движущихся целей
СКО –	среднеквадратичное отклонение
СЧ –	собственное число
ЭПР –	эффективная площадь рассеивания

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

В настоящее время одной из актуальных задач является разработка методов повышения эффективности обнаружения малоскоростных малоразмерных летательных аппаратов (ЛА) на фоне активных и пассивных помех (ПП) различного происхождения [1-19]. К таким ЛА относятся: легкомоторные самолёты с винтовыми двигателями, вертолёт, дельтапланы, парaplаны, мотодельтапланы, мотопарaplаны, беспилотные летательные аппараты (БПЛА). Так, например, развитие радиоэлектронных технологий в последнее десятилетие способствовало появлению и широкому использованию нового класса ЛА: мини- и микро-БПЛА. Основные характеристики данного класса объектов — малая эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) $10^{-1} \div 10^{-3} \text{ м}^2$, малые высоты полета ($0 \div 10^3 \text{ м}$), невысокие скорости полета ($0 \div 70 \text{ м/с}$), новые маневренные возможности (например, у квадрокоптеров) — существенно затрудняют задачу их обнаружения существующими радиолокационными системами. Кроме того, существует ряд факторов, которые также усложняют задачи обнаружения, разрешения и распознавания сигналов, отраженных от малоразмерных малоскоростных и маловысотных ЛА [18-22]. Среди основных факторов можно выделить следующие:

1. обнаружение, разрешение и распознавание обнаружение сигнала, отраженного от маловысотного объекта, будет проводиться на фоне интенсивных отражений от подстилающей поверхности и объектов инфраструктуры (местных предметов);
2. трудно отличимые от биологических (птиц) и природных объектов (гидрометеоры) признаки (малые ЭПР, низкие скорости, малые высоты, высокая маневренность) создают большие трудности в распознавании (селекции) БПЛА;

3. обнаружение полезных сигналов не будет проводиться на фоне активных помех различного происхождения, в том числе организованных имитационных (интеллектуальных) помех.

Вопросы обнаружения, разрешения и распознавания радиолокационных сигналов, в том числе при воздействии активных и ПП рассмотрены достаточно подробно во многих работах [1-14, 23-36]. Оптимальные (квазиоптимальные) методы пространственной и временной обработки, реализованные в существующих радиолокационных системах позволяют с достаточной степенью эффективности обнаруживать сигналы, отраженные от аэродинамических целей различных типов (самолеты, вертолеты, крылатые ракеты и др.) в том числе на фоне ПП и активных помех [2-4, 13]. Однако, в рассмотренных выше случаях обнаружения (разрешения, распознавания) легкомоторных воздушных объектов, спектр отраженных радиосигналов, как правило, имеет сложную многомодовую структуру. Это обусловлено наличием в одном разрешаемом объеме сигналов, отраженных от целей и ПП (подстилающей поверхности, местных предметов, гидрометеоров), эффектом пропеллерной модуляции для воздушных объектов с винтовым двигателем, фазочастотными флуктуациями в сигналах имитационных помех. Поэтому существующие методы пространственной и временной обработки в данных ситуациях уже не будут строго оптимальными (квазиоптимальными) и, следовательно, столь же эффективными. Таким образом, является **актуальными** задачи анализа существующих методов обработки сигналов по оценке их эффективности при обнаружении (разрешении, распознавании) легкомоторных воздушных объектов (БПЛА) и синтеза новых методов, учитывающих особенности в структуре принимаемых радиосигналов в сложной сигнально-помеховой обстановке.

Цель работы

Целью работы является анализ и синтез методов временной обработки радиолокационных сигналов, отраженных от малоразмерных и

малоскоростных воздушных объектов, в том числе с винтовым двигателем, в импульсных когерентных радиолокационных системах.

Степень разработанности темы исследования

Рассмотрим подробнее задачи, возникающие при обнаружении (разрешении, распознавании, селекции) легкомоторных воздушных объектов, с учетом приведенных выше факторов.

1) Известно, что обнаружение радиолокационных сигналов на фоне ПП (мешающих отражений от подстилающей поверхности, дискретных местных предметов, гидрометеообразований, организованных дипольных помех) в радиолокационных станциях обеспечивается с использованием доплеровской фильтрации и селекции движущихся целей (СДЦ) [1-11]. Такая селекция основана на оценке доплеровского сдвига частоты, отражённого от объекта радиолокационного сигнала и предполагает подавление (режекцию) ПП и накопление полезного сигнала (при этом скорости источников ПП полагают равными скорости ветра) [1, 6]. Выбор той или иной схемы построения системы доплеровской фильтрации осуществляется с учётом следующих основных требований:

- обеспечение заданного коэффициента подавления ПП различных типов;
- снижение суммарных потерь при обнаружении полезного сигнала, вносимых системой доплеровской фильтрации;
- уменьшение потерь по сигналам, отражённым от радиолокационных объектов, имеющих малые радиальные скорости.

При этом наибольшую актуальность обнаружение малоскоростных воздушных объектов приобретает для радиолокационных систем диапазонов L и S длин волн и, особенно, для систем ближней радиолокации (диапазонов X и Ku) [37, 38]. Например, для радаров диапазонов длин волн L и S данная задача существенным образом усложняется при обнаружении и сопровождении малоскоростных воздушных объектов на фоне дискретных метеообразований и оптически ненаблюдаемых объектов. Характеристики

сигналов, отражённых от ПП данного вида, не отличаются от сигналов, отражённых от малоскоростных и малоразмерных воздушных объектов [1, 9]. Также важно отметить, что по-прежнему остаётся актуальной задача обнаружения самолётов (винтовых, турбовинтовых, реактивных), имеющих малые радиальные скорости, и вертолётов (в том числе «зависших») в сложной помеховой обстановке (например, в горной местности).

Очевидно, что сигналы, отражённые от целей с близкими к нулю радиальными скоростями, попадают в зону режекции частотной характеристики фильтров системы СДЦ и селектируются как помехи. Это, в свою очередь, приводит к необнаружению цели или сбросу сопровождаемой трассы (например, при совершении воздушной целью манёвра).

Особенность задачи обнаружения малоскоростных воздушных объектов заключается в синтезе режекторного фильтра системы СДЦ вносящего минимальные потери при обнаружении полезного сигнала в интервале частот, непосредственно прилегающем к зоне режекции сигналов, отражённых от местных предметов (сигналов с центральным доплеровским сдвигом частоты, равным нулю). Исходя из заданных требований, система доплеровской фильтрации должна иметь следующие основные характеристики:

- в современных радиолокационных системах коэффициент подавления местных предметов должен составлять не менее 60 дБ, а коэффициент подавления ПП типа гидрометеорообразований — не менее 40 дБ [17-19];

- крутизна амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в области зоны режекции сигналов, отражённых от местных предметов (частоты Доплера $\omega = 0$), должна вносить минимальные потери при обнаружении сигналов, отражённых от малоскоростных воздушных объектов (с частотами Доплера, близкими к нулю);

- неравномерность АЧХ в области прозрачности (частоты Доплера $\omega > 0$) должна минимально уменьшать потери в отношении сигнал/шум (ОСШ) при обнаружении полезного сигнала.

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 [8].

Для решения задачи минимизации потерь в обнаружении полезного сигнала в работах [10, 15-17] предложен способ межпериодной обработки, вытекающий из оптимальной процедуры обнаружения полезного сигнала на фоне помехи с заданными корреляционными свойствами [1, 2, 7, 11]. Суть данного метода заключается в аппроксимации обратной корреляционной матрицы помехи матрицей-проектором на подпространство, ортогональное подпространству помехи. В работах [10, 15] был проведен синтез системы СДЦ когерентной импульсной РЛС на основе проекционного метода доплеровской фильтрации. Показано, что среди существующих квазиоптимальных способов межпериодной обработки предложенный способ обладает наибольшей эффективностью, в случае интенсивных помех, что объясняется близостью его структуры к оптимальному байесовскому алгоритму фильтрации при известной корреляционной матрице помех. Также показана эффективность данного метода по обнаружению аэродинамических целей (самолетов, вертолетов) при его реализации в когерентной импульсной РЛС кругового обзора L-диапазона длин волн [16, 17].

Однако, при обнаружении сигналов с доплеровскими сдвигами частоты близкими к нулю (отраженных от малоскоростных воздушных объектов) будут потери в ОСШ, обусловленные влиянием зоны режекции квазиоптимального проекционного фильтра и зависящие от величины зоны режекции фильтра, мощности и доплеровского сдвига частоты полезного сигнала.

Исходя из вышеизложенного, является **актуальной** задача проведения анализа проекционного метода доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов по оценке возможности обнаружения сигналов, отражённых от малоскоростных воздушных объектов (с близкими к нулю радиальными скоростями), на фоне интенсивных отражений от местных предметов и подстилающей поверхности с минимальными потерями в ОСШ.

2) В последнее время с развитием легкомоторной авиации, беспилотных ЛА становится актуальной задача распознавания и классификации воздушных объектов с винтомоторными двигателями [20-22, 55-59]. Сложность в селекции данного типа воздушных объектов от биологических (птиц) и природных объектов (гидрометеоры) по сигнальным (малые ЭПР) и траекторным признакам (низкие скорости, малые высоты) вызывает необходимость использования дополнительных информационных признаков. Наиболее эффективным селектирующим в данном случае будут являться признаки вторичной модуляции.

Исследованию эффекта вторичной модуляции с начала 2000-х годов посвящено достаточно много публикаций как в отечественных, так и в зарубежных источниках [12, 20-22, 39- 63]. Суть данного эффекта заключается в наличии в спектре сигналов, отраженных от ЛА с винтомоторными двигателями, дополнительных составляющих, обусловленных поступательным движением лопастей и планера ЛА. Кроме того, на данный эффект оказывает влияние неидентичности лопастей, конечное время наблюдения, затенение, переотражение и деполяризация электромагнитных волн. В спектре появляется так называемая «планерная» составляющая, относительно которой смещены спектральные линии, т.е. отраженный сигнал оказывается дополнительно модулированным («пропеллерная модуляция»).

При движении винтового ЛА в радиальном направлении к РЛС образуются малые ракурсные углы (близкие к нулевым) и доплеровский сдвиг частоты сигнала, отраженного от винтов, вращающихся в плоскости перпендикулярной линии визирования, будет минимальным. В этом случае

обнаружение эффекта пропеллерной модуляции классическими методами спектрального разрешения, основанных на дискретном преобразовании Фурье, как правило, не всегда представляется возможным. Возможность наблюдать эффект пропеллерной модуляции при малых ракурсных углах дают методы свехрелеевского разрешения (сверхразрешения), такие как метод прямого и обратного линейного предсказания (ПОЛП), собственноструктурный метод MUSIC и др.[64-68]. Однако, на практике могут существовать сигнальные ситуации, когда в спектре эхосигнала отсутствуют ярко выраженные спектральные линии сигналов, отраженных от винтов, а наблюдается континуум спектральных линий, занимающий некоторый диапазон доплеровского сдвига частот, зависящий от максимальной скорости вращения винта и ракурса цели. Данный случай характерен для ЛА с винтами, изготовленных из композитных материалов [20-22, 69], и, соответственно, имеющими низкую отражательную способность (например, для современных БПЛА различных классов) [55-59].

Таким образом, задачу распознавания радиолокационных сигналов с вторичной модуляцией можно представить как задачу обнаружения слабого сигнала с флуктуациями частоты на фоне сильного детерминированного сигнала. В работах [70, 71] было показано, что в данном случае энергия сигнала будет перераспределяться между сигнальным и шумовыми собственными числами выборочной корреляционной матрицы процесса.

Исследованию задач обнаружения, разрешения, оценивания числа источников сигналов на основе анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы посвящено достаточно много работ [70-85]. Однако, данный подход, в основном, рассматривался применительно к пространственной обработке сигналов в цифровых антенных решетках – в случае известного и неизвестного волнового фронта, пространственно-когерентных и частично-когерентных сигналов на фоне однородных и неоднородных шумов, в случае короткой выборки и т.д. Таким образом, представляется **актуальной** задача применения данного подхода во

временной обработке сигналов для задачи распознавания источников радиолокационных сигналов, отраженных от винтовых ЛА.

3) В противовес бурного развития технологий и средств радиоэлектронного подавления актуальной является проблема распознавания и защиты от интеллектуальных радиопомех, называемых в литературе имитирующими или сигналоподобными (интеллектуальными) помехами [23, с. 10]. Эти помехи обычно используются для внесения ложной информации в радиоэлектронное устройство. Так, например, результатом воздействия таких помех на радиолокационные системы является затруднение в отождествлении эхо-сигналов от объекта, т.е. помеха воспринимается системой как ложная воздушная цель (ЛВЦ). Как следствие, происходит перегрузка вычислительной системы за счёт обработки большого объёма ложной информации. В последнем случае действие помехи приводят к тому, что радиоэлектронное устройство работает на пределе пропускной способности, или, более того, аппаратурная пропускная способность канала становится недостаточной для передачи необходимой информации [13, 14, 86-88].

Вопросы формирования, воздействия и защиты радиотехнических систем (радиолокационных, радионавигационных, радиосвязи) от активных имитирующих сигналоподобных помех достаточно подробно рассмотрены в целом ряде публикаций [13,14, 23-36]. В основе построения устройств формирования имитирующих сигналоподобных помех радиолокационным системам лежит, как правило, принцип ретрансляции зондирующего сигнала с измененными параметрами, несущими информацию о координатах и скорости объекта [86, 87]. При этом, существует ряд подходов к построению систем помехозащиты, объединённых, как правило, наличием блока анализа некоторых характеристик и логического элемента сравнения. Например, наиболее простой способ помехозащиты основан на логическом сравнении уровней сигналов и помех (в предположении, что мощность помехи будет существенно больше мощности сигнала). Также может применяться анализ второй и третьей производной отслеживаемой координаты, которые у

помеховых сигналов в определенные моменты могут отличаться от аналогичных производных полезного сигнала. Кроме того, возможно применение систем, которые могут использовать результаты спектрального анализа сигнала и помехи [27]. Однако, появление современных сверхманевренных ЛА, способных выполнять маневры, приводящие к более сложным законам изменения координат объекта (и их производных), делает задачу обнаружения имитирующих сигналоподобных помех по результатам трассовой обработки более затруднительным [25]. В связи с этим приходится использовать комбинированные приемы, которые дают возможность достоверно проводить селекцию имитирующей помехи по совокупности признаков, получаемых в результате сигнальной и трассовой обработки.

Таким образом, анализ влияния активных имитирующих помех позволяет сделать ряд выводов об общих недостатках существующих методов защиты:

- необходимость использования априорной информации о помехе;
- применение селекции только для радиолокационных систем с определённым видом и типом зондирующего сигнала;
- сложность селекции в условиях сопровождения нескольких близкорасположенных воздушных объектов;
- необходимость внесения конструктивных (технических) изменений в структуру радиоэлектронных средств (в существующих системах).

В работе [89] был предложен метод селекции имитирующих сигналоподобных радиопомех, основанный на оценке когерентных свойств радиолокационных сигналов. Суть данного подхода строится на предположении, что сигнал радиолокационной системы и имитационной помехи (т.е. сигнал ретранслятора) при прочих равных условиях будут иметь различную степень когерентности. Современные радиолокационные системы являются системами с внутренней когерентностью, что означает знание закономерности фазовой структуры излучаемого и отражённого сигналов [90-93]. Это, в свою очередь обеспечивается высокой стабильностью характеристик различных радиотехнических устройств радиолокационной

системы: задающего генератора, системы синхронизации, гетеродинов, идентичностью АЧХ фильтров передающего и приёмного устройства, частоты квантования аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и др. При этом, система формирования имитирующей сигналоподобной помехи (ретранслятор) также является аналогичной системой с жёсткой внутренней когерентностью. При этом, очевидно, что «внутренняя когерентность» радиолокационной системы не равна «внутренней когерентности» формирователя имитирующей сигналоподобной помехи, т.к. характеристики вышеперечисленных радиотехнических устройств не равны между собой.

Временная когерентность также может частично или полностью нарушаться из-за флуктуаций отражающей поверхности обнаруживаемого объекта. Однако за время когерентного накопления отраженного сигнала в пределах главного луча диаграммы направленности (при заданном качестве приемо-передающего тракта) когерентность сигналов, отраженных от реальных воздушных объектов в большинстве современных радиолокационных систем можно считать достаточно высокой. Поэтому для радиолокационных систем с данными характеристиками эффектом разрушения когерентности из-за флуктуаций отражающей поверхности, очевидно можно пренебречь.

Известны различные частные показатели когерентности, в том числе радиолокационных сигналов [2, 96-98]. В качестве количественной меры степени когерентности сигналов в работе [96] было предложено использовать значение оценки энтропии распределения сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матриц.

Применение данной меры для оценки когерентных свойств сигналов имеет ряд существенных достоинств по сравнению с известными методами:

- инвариантность относительно формы сигнала (универсальность применяемого понятия «когерентность» к сигналам произвольного вида, в том числе и шумовым);

– универсальность оценки как для временной, так и для пространственной когерентности;

– при отсутствии априорных данных оценка может быть реализована на основе выборочной корреляционной матрицы сигнала.

В работе [71] был предложен метод селекции сигналоподобных помех на основе анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы, получено аналитическое выражение для решающих статистик селекции сигналоподобных активных помех, основанное на оценке собственных чисел выборочной корреляционной матрицы. Однако решающие статистики селекции имитирующих помех получены на основе обобщенного отношения правдоподобия для случая детерминированного сигнала. На практике это может соответствовать селекции имитирующей помехи и типовой аэродинамической цели (самолет, крылатая ракета). Очевидно, что для случая селекции имитационной помехи и сигнала, отраженного от ЛА с винтовым двигателем, спектр которого будет иметь многомодовую структуру или шумоподобный вид, полученные в работе [71] статистики не будут строго оптимальными.

Таким образом, будет являться **актуальной** задача синтеза метода селекции имитирующей помехи и сигнала, отраженного от ЛА с винтовым двигателем, учитывающего многомодовую структуру спектра полезного сигнала.

Задачи работы:

1. Провести анализ математических моделей и результатов экспериментальных исследований по обнаружению малоскоростных и малоразмерных воздушных объектов на основе проекционного метода доплеровской фильтрации когерентной пачки импульсов.

2. Синтезировать метод распознавания радиолокационных сигналов с вторичной модуляцией на основе анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы.

3. Синтезировать метод селекции имитирующих радиопомех и сигналов, в том числе отраженных от винтовых летательных аппаратов, на основе оценки количественной меры степени когерентности радиолокационных сигналов.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Экспериментально исследованный проекционный метод квазиоптимальной межпериодной временной обработки когерентной пачки импульсов позволяет обеспечить обнаружение малоскоростных и малоразмерных воздушных объектов на фоне интенсивных отражений от местных предметов и подстилающей поверхности.

2. Предложенный метод распознавания сигналов, на основе анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы обеспечивает распознавание сигналов, отраженных от летательных аппаратов с винтовым двигателем.

3. Предложенная, запатентованная и экспериментально исследованная система селекции имитирующих радиопомех на основе оценки энтропии распределения энергии сигнала по собственным числам выборочной корреляционной матрицы обеспечивает селекцию сигналов, отраженных от летательных аппаратов с винтовым двигателем.

Научная новизна работы:

1. Впервые обоснована и экспериментально подтверждена возможность применения проекционного метода квазиоптимальной межпериодной обработки при обнаружении сигналов, отраженных от малоскоростных и малоразмерных воздушных объектов на фоне сигналов, отраженных от подстилающей поверхности и местных предметов.

2. Предложен новый метод распознавания сигналов на основе анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы, отраженных от летательных аппаратов с винтовым двигателем,

обеспечивающий, в отличие от существующих методов сверхразрешения, распознавание сигналов с частотными флуктуациями сигналов пропеллерной составляющей.

3. Теоретически обоснован, экспериментально подтвержден и запатентован новый метод селекции имитирующих помех и сигналов, отраженных от летательных аппаратов с винтовым двигателем на основе оценки энтропии распределения энергии сигнала по собственным числам выборочной корреляционной матрицы.

Теоретическая значимость работы:

Полученные результаты численного моделирования и натурных экспериментов по обнаружению, селекции и распознаванию сигналов с фазо-частотными флуктуациями могут быть использованы для развития теории приема и обработки сигналов.

Практическая значимость работы.

Практическая значимость результатов работы заключается в разработке методов защиты радиотехнических систем мониторинга воздушного пространства от помех и методов распознавания малоразмерных и малоскоростных воздушных объектов (БПЛА). Запатентованные технические решения могут быть использованы в разработке перспективных радиотехнических систем мониторинга воздушного пространства.

Внедрение результатов работы.

Содержащиеся в диссертации результаты внедрены в радиолокационных станциях 1Л122Е, 1Л122-1Е, созданных и изготавливаемых АО «Федеральный научно-производственный центр «Нижегородский научно-исследовательский институт радиотехники» (АО «ФНПЦ «ННИИРТ»). В настоящее время радиолокационные станции 1Л122Е и 1Л122-1Е серийно изготавливаются АО «ФНПЦ «ННИИРТ» и АО «ННПО имени М.В. Фрунзе».

Методология и методы исследования

При решении поставленных задач использовались методы статистической радиофизики, математической статистики, методы радиофизических измерений, теории антенн, матричной алгебры, численное моделирование, а также натурные экспериментальные исследования с помощью доплеровской когерентно-импульсной радиолокационной станции дециметрового диапазона длин волн.

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.

Основные положения диссертации неоднократно докладывались и обсуждались на научно-технических конференциях, включая международные.

Публикации и апробация результатов работы

По теме диссертации автором опубликована 37 работ: 10 статей в изданиях, рекомендованных ВАК (из них 4 по специальности 1.4.3 - Радиофизика); 4 статьи в ведущих изданиях, индексируемых в

международных базах данных Web of Science, Scopus; 2 патента РФ на полезную модель и 1 патент РФ на изобретение; 1 статья в региональном научном издании; 4 статьи и тезисов докладов в сборниках трудов международных научных конференций; 4 тезиса докладов в сборниках трудов всероссийских научных конференций; 11 статей и тезисов докладов в сборниках трудов региональных научных конференций.

Результаты диссертационной работы представлялись:

- на международных конференциях: на XVII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь RLNC*2011» (г. Воронеж, 2011), на XXIII международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии - ИСТ-2017» (г. Нижний Новгород, 2017), на 12-й международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации» (г. Владимир, 2017), на XXVIII-й конференции "Радиолокация, навигация, связь RLNC*2022" (г. Воронеж, 2022);

- на всероссийских конференциях: на XV, XVI и XVII Всероссийских научно-практических конференциях «Проблемы развития и применения средств ПВО на современном этапе. Средства ПВО России и др. стран мира, сравнительный анализ» (г. Ярославль, 2014, 2015, 2016), на IV-й научно-технической конференции «Радиолокация. Теория и практика» (г. Нижний Новгород, 2022);

- на региональных конференциях: на XIV-й, XV-й, XVI-й, XVII-й, XIX-й, XX-й, XXV-й, XXVI-й, XXVII-й, XXIX-й научных конференциях по радиофизике (г. Нижний Новгород, ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2010, 2011, 2012, 2013, 2015, 2016, 2021, 2022, 2023, 2025).

Личный вклад

Основные теоретические результаты, выводы и заключения получены автором в Нижегородском государственном университете им. Н.И. Лобачевского. В диссертации содержатся научные результаты, полученные

совместно с научным руководителем д.т.н., доц. Е.С. Фитасовым. Основные экспериментальные исследования получены и проведены автором в АО «ФНПЦ «ННИИРТ». Экспериментальные работы, выполненные в рамках данного диссертационного исследования, носят комплексный характер и потребовали усилий коллектива специалистов, принимавших участие в проведении теоретических и экспериментальных исследований, которые проводились при личном участии автора. Часть исследований является логическим развитием и практическим применением результатов кандидатских диссертаций О.Е. Кудряшовой и Е.В. Леговцовой.

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

1. Исследована и экспериментально подтверждена эффективность системы селекции движущихся целей на основе проекционного метода доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов при обнаружении малоскоростных и малоразмерных целей.

2. Исследована и экспериментально подтверждена возможность анализа структуры сигнала для выявления признаков вторичной модуляции за счет применения метода анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы сигнала и за счет применения методов сверхразрешения.

3. Обоснована и экспериментально подтверждена возможность использование энтропии распределения энергии радиолокационного сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы для селекции имитирующих радиопомех.

Структура и объем работы.

Диссертационная работа состоит из введения, трех глав основного текста, заключения и списка литературы. Объем диссертационной работы составляет 161 странице, содержит 75 рисунков, 2 таблицы и 1 приложение. Список литературы содержит 128 источников.

Краткое содержание работы.

В первом разделе для системы селекции движущихся целей проведена оценка эффективности способа межпериодной обработки сигнала, основанного на проекционном методе доплеровской фильтрации по отношению к оптимальному алгоритму согласованной фильтрации для разных длин выборки сигнала. Показана возможность синтеза фильтров с различной шириной зоны режекции частотной характеристики, обеспечивающих обнаружение малоскоростных целей на фоне отражений от местных предметов в заданном диапазоне радиальных скоростей. Проведён анализ зависимости коэффициентов передачи полезного сигнала от его доплеровского сдвига частоты для разных значений количества импульсов в пачке принимаемых отражённых от цели сигналов и параметров ДФ (количества нулей зоны режекции частотной характеристики). Получены решающие статистики и исследованы характеристики обнаружения и распознавания слабого сигнала с флуктуациями частоты на фоне сильного детерминированного сигнала с частотами меньшими интервала релеевского разрешения. Приведены экспериментальные результаты использования проекционного метода доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов для обнаружения малоскоростных и малоразмерных воздушных объектов на фоне интенсивных отражений от местных предметов.

Во втором разделе приведены результаты исследований возможности использования методов сверхразрешения для выявления признаков пропеллерной модуляции при обнаружении воздушных объектов с винтовым двигателем при малых ракурсных углах наблюдения. Проведен анализ методов сверхразрешения: проекционного метода MUSIC и авторегрессионного метода прямого-обратного линейного предсказания для обнаружения спектральных составляющих, обусловленных вращением воздушного винта ЛА. Приведены результаты натурных экспериментов по обнаружению спектральных составляющих, обусловленных вращением воздушного винта ЛА с применением проекционного метода MUSIC и

авторегрессионного метода прямого-обратного линейного предсказания. Проведено сравнение доплеровских портретов сигналов, отраженных от различных типов ЛА: винтовых и реактивных. Проведён анализ статистических характеристик разрешения источников сигналов при малых ОСШ при наличии одного мощного источника сигнала-помехи на основе анализа СЧ выборочной КМ. Проведено численное исследование характеристик разрешения источников сигналов для флуктуаций частоты с нормальным и равномерным распределениями. Предложен метод на основе анализа СЧ выборочной КМ, позволяющий повысить эффективность распознавания радиолокационных сигналов, отраженных от винтовых ЛА, имеющих малую отражающую способность винтов, в том числе в сложной сигнально-помеховой обстановке (например, на фоне местных предметов). Приведены результаты натурных экспериментов по оценке числа внешних источников излучения с использованием интегрального распределения максимального шумового СЧ при заданном уровне ложных тревог. Анализ СЧ выборочной КМ сигналов, отраженных от винтовых ЛА, позволяет выявить большее количество сигнальных СЧ, обусловленных отражением от динамических элементов конструкции цели в отличие от воздушных целей, которые данные элементы не имеют. Предложено устройство распознавания винтовых ЛА.

В третьем разделе приведена количественная мера степени когерентности сигналов в виде энтропии распределения сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы. Рассмотрено применение количественной меры степени когерентности сигналов в виде энтропии для разрешения близкорасположенных источников сигнала. Получена зависимость длительности полезного сигнала (или обратно пропорциональная зависимость ширины спектра сигнала, присутствующего в выборке процесса с фиксированной длительностью для энтропии. Приведены результаты численного моделирования и экспериментальных исследований селекции имитирующих помех в радиотехнических системах с внутренней

когерентностью на основе количественной меры когерентности. Приведена оценка вычислительных затрат предлагаемого метода. Предложено устройство защиты от ложных целей.

Диссертация подготовлена в Нижегородском государственном университете им. Н.И. Лобачевского. Автор выражает глубокую благодарность и признательность научному руководителю – заведующему кафедрой радиотехники радиофизического факультета, д.т.н., доценту Фитасову Евгению Сергеевичу. Также автор выражает глубокую благодарность профессору кафедры радиотехники радиофизического факультета, лауреату премии Правительства РФ в области науки и техники, д.т.н., профессору И.Я. Орлову, участвовавшему в обсуждении положений, задач и экспериментальных результатов диссертации. Диссертант благодарен профессору радиофизического факультета ННГУ им. Н.И. Лобачевского д.ф.м.н. А.А. Мальцеву за обсуждение ряда вопросов и полезные рекомендации.

ГЛАВА 1 ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОЕКЦИОННОГО МЕТОДА ДОПЛЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ С МАЛЫМИ РАДИАЛЬНЫМИ СКОРОСТЯМИ

Показана возможность синтеза фильтров с различной шириной зоны режекции частотной характеристики, обеспечивающих обнаружение малоскоростных целей на фоне интенсивных отражений от местных предметов в заданном диапазоне радиальных скоростей. Был проведен анализ зависимости коэффициентов передачи полезного сигнала от его доплеровского сдвига частоты для разных значений количества импульсов в пачке принимаемых отраженных от цели сигналов и параметров ДФ (количества нулей зоны режекции частотной характеристики). Получены решающие статистики и исследованы характеристики обнаружения и распознавания слабого сигнала с флуктуациями частоты на фоне сильного детерминированного сигнала с частотами меньшими интервала релеевского разрешения. Приведены экспериментальные результаты использования проекционного метода доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов для обнаружения малоскоростных воздушных объектов на фоне интенсивных отражений от местных предметов.

Основные результаты, представленные в данной главе, опубликованы в [10, 15-17].

1.1 Проекционный метод доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов

Для решения задачи минимизации потерь в обнаружении полезного сигнала предложен способ межпериодной обработки, вытекающий из оптимальной процедуры обнаружения полезного сигнала на фоне помехи с заданными корреляционными свойствами [7]. Суть данного метода

заключается в аппроксимации обратной КМ помехи матрицей-проектором на подпространство, ортогональное подпространству помехи [15].

Пусть на вход приёмника радиолокационной системы поступает аддитивная смесь полезного сигнала $\mathbf{S}$ и помехи $\mathbf{n}$, распределенной по гауссовскому закону [7]:

$$\mathbf{X} = \mathbf{S} + \mathbf{n} . \quad (1.1)$$

Комплексная амплитуда отражённого радиолокационного сигнала, отраженного от точечного объекта, определяется вектором [7]

$$\mathbf{S}(\omega) = (e^{-j\omega T}, e^{-j2\omega T}, \dots, e^{-jN\omega T})^* , \quad (1.2)$$

где T – период зондирования радиолокационных импульсов, N – количество импульсов в пачке принимаемых отраженных от цели сигналов, ω – доплеровский сдвиг частоты, индекс $*$ обозначает эрмитово сопряжение (одновременное транспонирование и комплексное сопряжение).

Известно, что весовой вектор оптимальной обработки определяется соотношением [7]

$$\mathbf{W} = \mathbf{M}^{-1}\mathbf{S}(\omega) , \quad (1.3)$$

где $\mathbf{M}$ – КМ ПП; $\mathbf{S}(\omega)$ – вектор полезного сигнала с доплеровским сдвигом частоты ω .

Обработка (1.3) является оптимальной по критерию максимума отношения сигнал/(ПП + собственный шум) при любом статистическом распределении мешающих сигналов, и оптимальной в байесовском смысле при совместно гауссовском их распределении. Однако, непосредственное применение формулы (1.1) практически нецелесообразно вследствие необходимости вычисления обратной КМ для каждого элемента разрешения в реальном масштабе времени.

В случае, если уровень ПП намного превышает уровень полезного сигнала от 10 и более дБ (на практике это случай отражений от интенсивных местных предметов) обратную КМ помехи можно аппроксимировать

матрицей-проектором на подпространство, ортогональное подпространству помехи [15]

$$\mathbf{M}^{-1} \approx \mathbf{I} - \mathbf{P}, \quad (1.4)$$

где $\mathbf{P} = \mathbf{\Phi}(\mathbf{\Phi}^* \mathbf{\Phi})^{-1} \mathbf{\Phi}^*$ – матрица-проектор на подпространство помехи [10], $\mathbf{\Phi} = [\mathbf{S}(\omega_1), \mathbf{S}(\omega_2), \dots, \mathbf{S}(\omega_M)]$ – матрица, составленная из вектор-столбцов сигналов, доплеровские сдвиги частоты которых $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M$ с некоторым шагом перекрывают диапазон частот ПП, $\mathbf{I}$ – единичная матрица.

При этом матрица-проектор $\mathbf{P}$ выполняет функцию режектора ПП и является общей для всех ДФ. Нули зоны режекции в частотной характеристике определяются значениями частот $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M$ векторов, образующих матрицу $\mathbf{\Phi}$. Значения частот и их количество M выбирается, как правило, эмпирически, исходя из требуемых характеристик системы защиты от ПП - ширины зоны режекции и максимального коэффициента подавления (рекомендации по выбору M приведены в подразделе 1.4).

С учетом приближения (1.4) оптимальный весовой вектор межпериодной обработки примет вид

$$\mathbf{W} = (\mathbf{I} - \mathbf{P})\mathbf{S}(\omega), \quad (1.5)$$

а квазиоптимальная процедура обработки будет состоять в вычислении модуля выражения

$$\xi = \mathbf{X}^* (\mathbf{I} - \mathbf{P})\mathbf{S}(\omega_0), \quad (1.6)$$

где $\mathbf{X}$ – вектор, соответствующий принимаемому сигналу (пачке импульсов), $\mathbf{S}$ – вектор, соответствующий полезному сигналу, ω_0 – доплеровский сдвиг частоты полезного сигнала.

Вид передаточной характеристики когерентного межпериодного фильтра, реализующего алгоритм (1.6) определяется выражением

$$K(\omega) = \frac{|\mathbf{S}^*(\omega)(\mathbf{E} - \mathbf{P})\mathbf{S}(\omega_i)|}{N}, \quad (1.7)$$

где N – количество импульсов в пачке.

Вид этой функции (1.7) при $N = 120$, $M = 20$ и $\omega_0 = 1$ приведен на рисунке 1.1, где ось ординат масштабирована в децибелах по отношению к максимальному значению передаточной характеристики, а по оси абсцисс откладывается произведение ωT (т.е. нормированная частота ω) изменяющееся в пределах от 0 до 2π . Видна глубокая зона режекции в диапазоне доплеровских частот ПП, а также – главный пик частотной характеристики, соответствующий частоте ω_0 полезного сигнала. Вне зоны режекции уровень боковых лепестков передаточной характеристики приблизительно соответствует закону $\sin(\omega N/2)/\sin(\omega/2)$, как это имеет место и при согласованной фильтрации пачки импульсов с прямоугольной огибающей. Значения различных частот ω_0 должны с некоторым шагом перекрывать априорно известный (заданный) диапазон изменения доплеровских сдвигов частот полезных сигналов.

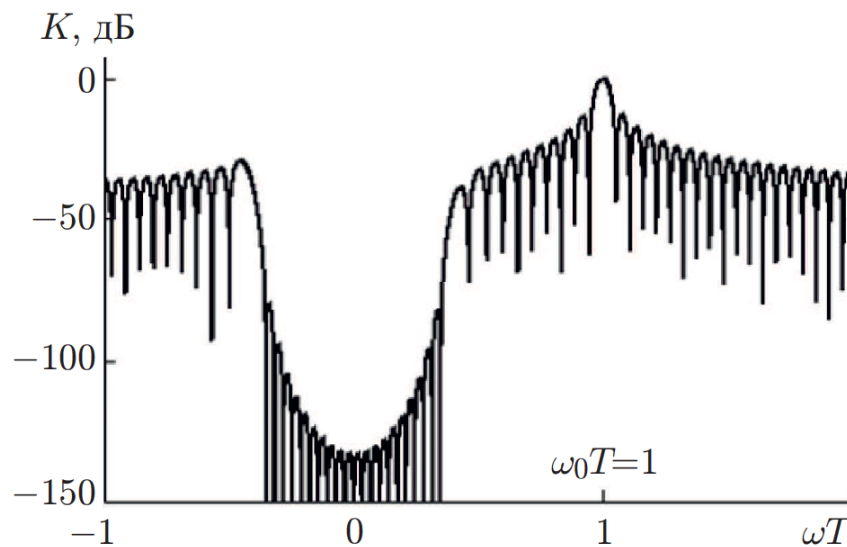


Рисунок 1.1 - Амплитудно-частотная характеристика проекционного межпериодного фильтра.

На рисунке 1.2 показаны графики зависимости коэффициентов передачи полезного сигнала от его доплеровского сдвига частоты для фиксированного значения количества импульсов в пачке принимаемых отраженных от цели сигналов $N=256$. По оси абсцисс откладывается произведение ωT (ω – доплеровский сдвиг частоты [Гц], T – период зондирования радиолокационных импульсов [с]), т.е. нормированная частота, изменяющаяся

в пределах от 0 до 2π .

Рассмотрим, для примера, следующие параметры радара: длина волны зондирующего сигнала $\lambda = 0.2$ м, $T = 2 \cdot 10^{-4}$ с (это соответствует однозначно измеряемой дальности радара 30 км). Тогда для значения радиальной скорости воздушного объекта $v = 1$ м/с произведение $\omega T \cong 0.013$.

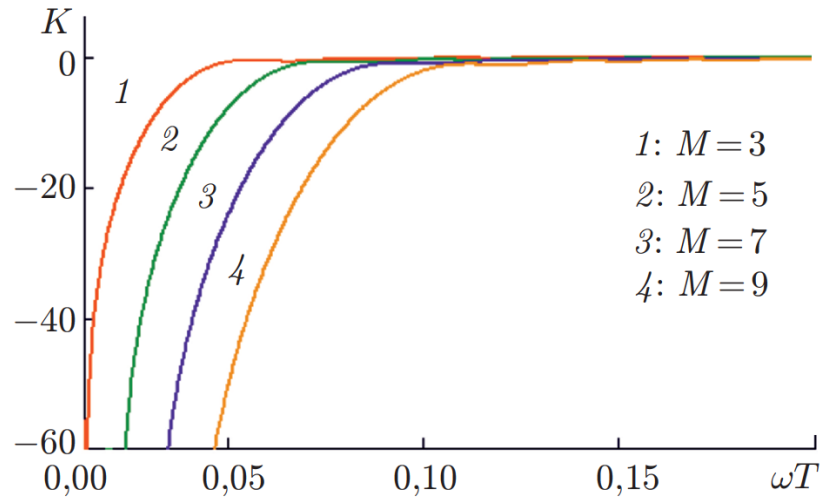


Рисунок 1.2 - Зависимости коэффициентов передачи полезного сигнала от произведения ωT для $N = 256$ при различных значениях параметра фильтра (количества нулей зоны режекции) M

Из рисунка 1.2 видно, что сигнал от воздушного объекта при $\omega T \cong 0,05$ (для $\lambda=0.2$ м это соответствует радиальной скорости объекта 4 м/с) будет проходить без потерь при параметре фильтра (количестве нулей зоны режекции) $M = 3$. При параметре фильтра (количестве нулей) $M = 9$ без потерь будет обнаруживаться воздушный объект с нормированной частотой Доплера $\omega T \cong 0,1$ (8 м/с).

Проведем анализ зависимости коэффициентов передачи полезного сигнала от его частоты Доплера (произведения ωT) для значений параметров ДФ $M = 3$ и $M = 9$ (количество нулей зоны режекции) и значений количества импульсов в пачке принимаемых отраженных от цели сигналов $N = 64, 128, 256, 512, 1024$. Выбор значений параметра M при анализе был обусловлен результатами проведенных натурных экспериментов, которые приводятся в подразделе 1.3. Количество импульсов в пачке принимаемых отраженных от

цели сигналов N ограничено характеристиками используемого в эксперименте радара.

На рисунках 1.3-1.4 представлены графики зависимости коэффициентов передачи полезного сигнала от его частоты Доплера (произведения ωT) для разных значений параметра ДФ M - количества нулей зоны режекции.

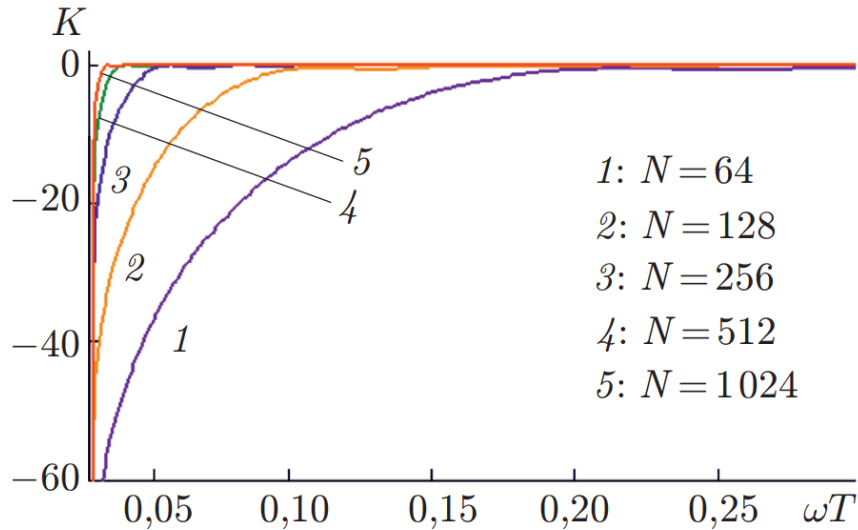


Рисунок 1.3 - Зависимости коэффициентов передачи полезного сигнала от произведения ωT при $M = 3$ и различных значениях N

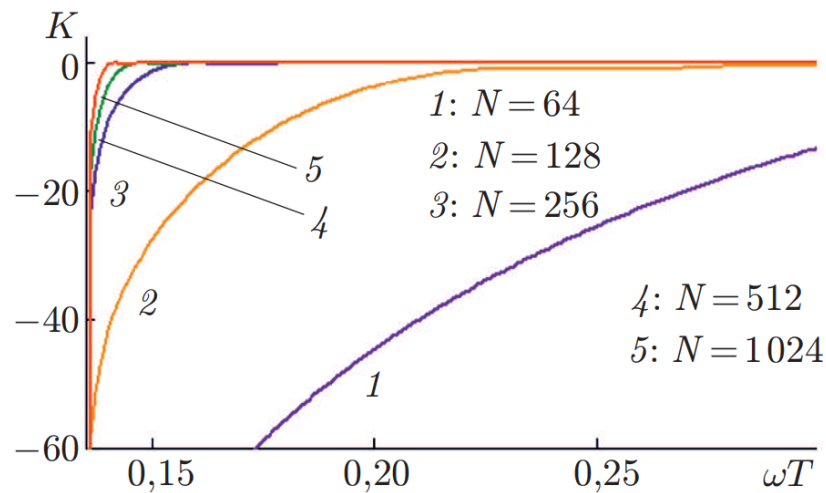


Рисунок 1.4 - Зависимости коэффициентов передачи полезного сигнала от произведения ωT при $M = 9$ и различных значениях N

Из графиков, приведенных на рисунках 1.3-1.4, видно, что сигнал от цели при $\omega T \approx 0,05$ и $N = 256$ (в рассматриваемом случае это соответствует радиальной скорости объекта 4 м/с) при параметре фильтра $M = 3$ проходит с незначительными потерями. При параметре фильтра $M = 9$ и $N = 256$

обеспечивается уверенное обнаружение объектов с радиальными скоростями ~ 12 м/с ($\omega T \cong 0,15$).

Подавление сигналов, отраженных от ПП, с коэффициентом подавления не менее 60 дБ и формирование зоны режекции в частотной характеристике, необходимой для подавления сигналов ПП в диапазоне ± 25 м/с, надежно обеспечивается при количестве обрабатываемых импульсов $N = 128$, $N = 256$ или $N = 512$. При уменьшении количества импульсов в пачке принимаемых отраженных от цели сигналов до $N = 64$ и ниже коэффициент подавления уменьшается при широкой зоне режекции. Таким образом, для обеспечения коэффициента подавления до 60 дБ при $N = 64$ требуется уменьшать ширину зоны режекции либо за счет сокращения частотного интервала между нулями, либо за счет сокращения интервала и уменьшения количества «нулей». При этом, минимальный частотный интервал будет соответствовать случаю ортогональности двух произвольных векторов $\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2 \dots \mathbf{S}_M$, образующих матрицу Φ в выражении (1.4), которые образуют нули зоны режекции и определяются значениями частот $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M$. Косинус угла между двумя произвольными векторами $\mathbf{S}_1$ и $\mathbf{S}_2$, будет определяться через нормированное скалярное произведение [114]

$$\cos \alpha = \frac{\mathbf{S}_1^* \mathbf{S}_2}{\sqrt{\mathbf{S}_1^* \mathbf{S}_1 \mathbf{S}_2^* \mathbf{S}_2}}. \quad (1.8)$$

Очевидно, что векторы $\mathbf{S}_1$ и $\mathbf{S}_2$, будут квазиколлинеарны, если рассогласование между ними по частоте не превышает величины, обратной их длительности. Поэтому будут подавляться не только сигналы с частотами $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M$, но и все спектральные составляющие принимаемого сигнала, доплеровские сдвиги частоты которого принадлежат интервалам, непосредственно прилегающим к зоне режекции сигнала ПП: $[\omega_1 - \pi/N; \omega_1]$ и $[\omega_M; \omega_M + \pi/N]$. Это будет являться источником потерь в ОСШ и ограничением на обнаружение малоскоростных объектов. Однако при значениях $N = 256, 512, 1024$ размеры указанных интервалов пренебрежимо малы, и алгоритм (1.6)

обеспечивает обнаружение воздушных объектов практически во всём диапазоне изменения доплеровских сдвигов частот полезных сигналов.

Таким образом, увеличение количества обрабатываемых импульсов N (256, 512, 1024) позволяет сформировать зону режекции в частотных характеристиках ДФ системы СДЦ на основе проекционного метода, которая обеспечит обнаружение сигналов, отраженных от малоскоростных целей, с радиальными скоростями порядка единиц м/с. Естественным ограничением на минимальное значение радиальной скорости воздушного объекта (доплеровского сдвига частоты), в данном случае, будет ширина спектра сигнала, отраженного от местного предмета [90]. Поэтому, при проектировании радаров обнаружения малоскоростных воздушных объектов (например, БПЛА), важным параметром будет являться количество импульсов в пачке отраженных от цели сигналов.

На практике при реализации межпериодной временной обработки требуется установить параллельный набор таких фильтров для различных частот ω_0 , значения которых с некоторым шагом должны перекрывать весь заданный диапазон изменения доплеровских сдвигов частот полезных сигналов.

Важно отметить, одним из существенных, с точки зрения практической реализации, достоинств проекционного метода по сравнению с оптимальной процедурой вычисления весового вектора (1.3) является отсутствие необходимости выполнять вычислительные процедуры, связанные с оценкой КМ помехи $\mathbf{M}$ и вычислением в реальном масштабе времени обратной матрицы $\mathbf{M}^{-1}$. В вычислительном плане процедуру обработки (1.6) возможно реализовать следующим образом. Вектор полезного сигнала можно представить в виде произведения

$$\mathbf{S}(\omega) = \mathbf{D}\mathbf{S}_0(\omega), \quad (1.9)$$

где $\mathbf{S}_0(\omega)$ – комплексная синусоида с прямоугольной огибающей, $\mathbf{D}$ – диагональная матрица размерности $N \times N$, учитывающая форму огибающей

пачки отраженных импульсов, обусловленную диаграммой направленности антенны.

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

$$\mathbf{Z}^* = \mathbf{X}^* (\mathbf{I} - \mathbf{P}) \mathbf{D} . \quad (1.10)$$

Затем определяются выходные сигналы ДФ

$$\xi = \mathbf{Z}^* \mathbf{S}_0(\omega_n) , \quad (1.11)$$

где n – номер фильтра, соответствующего доплеровского сдвига частоты полезного сигнала.

1.2 Оценка эффективности проекционного метода доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов

Проведем оценку эффективности проекционного метода доплеровской фильтрации по сравнению с согласованной (оптимальной) фильтрацией при обнаружении малоскоростных воздушных объектов. Как было отмечено выше, один из подходов к синтезу межпериодной обработки состоит в предварительном когерентном подавлении ПП с последующим когерентным, некогерентным или смешанным (когерентно-некогерентным) накоплением полезного сигнала [95]. Такой двухэтапный способ межпериодной фильтрации применяется в том случае, когда интервал временной когерентности принимаемой пачки импульсов значительно меньше её длительности. При этом подавление ПП эффективно только в пределах интервала когерентности, вследствие чего длительность импульсной характеристики РФ превышает величины этого интервала. Весовой вектор РФ обычно определяется в соответствии с принципом наилучшего (в среднеквадратическом смысле) линейного предсказания одного из отсчётов

ПП по другим её отсчётам, расположенным на такой же дальности в соседних периодах принимаемой пачки. Этот весовой вектор можно представить в виде

$$\mathbf{W}_{p\phi} = \mathbf{M}^{-1}\mathbf{Q}_n, \quad (1.12)$$

где $\mathbf{M}$ – КМ вектора ПП, $\mathbf{Q}_n$ – вектор, n -ая компонента которого (соответствующая предсказываемому отсчёту ПП) равна единице, а остальные – нулям [1].

При условии достаточно высокой степени когерентности всей принимаемой пачки импульсов двухэтапная межпериодная временная обработка сигналов с её разбиением на режекцию ПП (обеляющий фильтр) и накопление полезного сигнала может быть реализована предложенным проекционным методом.

Проведём сравнительную оценку потерь в ОСШ при обнаружении малоскоростных воздушных объектов по сравнению с согласованной (оптимальной) фильтрацией, заключающейся в двухэтапной когерентной межпериодной временной обработкой сигналов с когерентной режекцией ПП и когерентным накоплением полезного сигнала.

Основным критерием при оценке эффективности синтезированной межпериодной обработки будут являться вносимые потери в отношении сигнал/(собственный шум), возникающие при подавлении ПП. При этом, имеются в виду потери по отношению к согласованной фильтрации, которая является оптимальной в соответствии с (1.3). Таким образом, для оценки эффективности указанных способов достаточно найти ОСШ на выходах обеих схем.

Выходное ОСШ будет определяться выражением [15]

$$K(\omega, \omega_0) = \frac{q_{\text{вблх}}^2}{q_{\text{вх}}^2} = \frac{|\mathbf{W}^*(\omega_0)\mathbf{S}(\omega)|^2}{\mathbf{W}^*(\omega_0)\mathbf{W}(\omega_0)}, \quad (1.13)$$

где ω_0 – доплеровский сдвиг частоты полезного сигнала.

Данное отношение можно назвать коэффициентом прохождения комплексной синусоиды $\mathbf{S}(\omega)$ через линейную обработку с весовым вектором

$\mathbf{W}(\omega_0)$. Положив в (1.13) $\omega = \omega_0$, получаем увеличение ОСШ на выходе обработки. Если же значение ω взять из диапазона доплеровских сдвигов частот ПП, то (1.13) будет характеризовать коэффициент подавления соответствующей спектральной составляющей помехи.

Чтобы воспользоваться соотношением (1.13), необходимо, очевидно, определить весовые векторы сравниваемых способов обработки.

В соответствии с (1.5), весовой вектор проекционного метода имеет вид

$$\mathbf{W}_1(\omega_0) = (\mathbf{I} - \mathbf{P})\mathbf{S}(\omega_0). \quad (1.14)$$

Весовой вектор $\mathbf{W}_2(\omega_0)$ второго из рассматриваемых способов (рисунок 1.5) равен обращённой во времени импульсной характеристике последовательного соединения РФ (1.12) с когерентным накопителем, соответствующим доплеровскому сдвигу частоты ω_0 полезного сигнала. При этом для того, чтобы весовой вектор $\mathbf{W}_2(\omega_0)$ имел размерность N , соответствующую тем самым количеству импульсов в принимаемой пачке, кратность когерентных накопителей, должна быть взята равной $N - L$, где L – порядок используемого РФ.

В отсутствии информации о конкретном виде КМ ПП весовой вектор (1.12) также может быть получен путём аппроксимации помехи набором комплексных синусоид. При этом число аппроксимирующих синусоид будет определять собой порядок L фильтра, а его весовой вектор будет иметь вид

$$\mathbf{W}_2(\omega_0) = \mathbf{P}_{L+1} \mathbf{Q}_n, \quad (1.15)$$

где $\mathbf{P}_{L+1}$ матрица-проектор размерности $(L+1) \times (L+1)$ на ортогональное ПП подпространство.

Возьмём для конкретности $N = 120$, $M = 20$, $L = 5$ и $\omega_0 = 1$. Графики передаточной характеристики когерентного межпериодного фильтра, реализующего алгоритм (1.14), для весовых векторов $\mathbf{W} = \mathbf{W}_1(\omega_0)$ (красная линия) и $\mathbf{W} = \mathbf{W}_2(\omega_0)$ (синяя линия) приведены в логарифмическом масштабе на рисунке 1.5. Видно, что на интервале $|\omega| \leq 0,4$, условно соответствующем доплеровским сдвигам частот ПП, оба способа обеспечивают подавление всех её спектральных составляющих не менее чем на 60 дБ (этот уровень

подавления соответствует современным требованиям, предъявляемым к радиолокационным системам различного класса [37]).

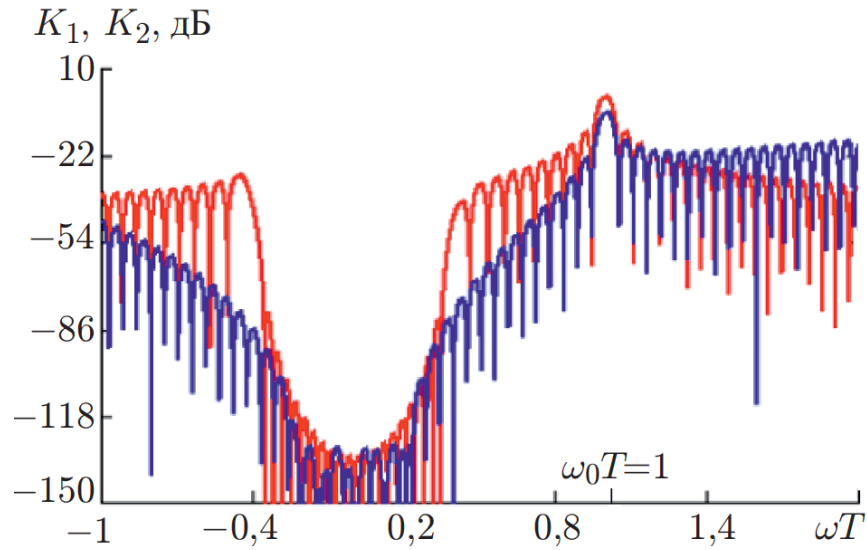


Рисунок 1.5 - Амплитудно-частотная характеристика при $\mathbf{W} = \mathbf{W}_1(\omega_0)$ (красная линия) и $\mathbf{W} = \mathbf{W}_2(\omega_0)$ (синяя линия).

Обеспечение заданной зоны режекции в обоих случаях достигается соответствующим выбором параметров межпериодных фильтров – количество и расстановка комплексных синусоид, аппроксимирующих сигнал ПП.

Из сравнения кривых также следует, что коэффициенты прохождения полезного сигнала на частоте ω_0 имеют для двух рассматриваемых способов разные значения, причём в предлагаемом способе этот коэффициент на несколько децибел больше.

В связи с этим целесообразно для обоих способов построить зависимости коэффициента прохождения (1.13) во всём диапазоне изменения доплеровского сдвига частоты полезного сигнала, т.е.

$$K(\omega = \omega_0, \omega_0) = \frac{q_{\text{вых}}^2}{q_{\text{вх}}^2} = \frac{|\mathbf{W}^*(\omega_0)\mathbf{S}(\omega_0)|^2}{\mathbf{W}^*(\omega_0)\mathbf{W}(\omega_0)} \quad (1.16)$$

Для рассматриваемого примера достаточно рассмотреть интервал $\omega_0 \in [0, 4; \pi]$, соответствующий значениям доплеровских сдвигов частот ПП. На рисунке 1.6 приведены графики этих функций для различных длин выборки N

($N=20$, $N=80$, $N=120$), нормированных на коэффициент прохождения через согласованную межпериодную обработку, при которой он имеет максимально возможное и постоянное для всех доплеровских сдвигов частот полезного сигнала значение, равное N .

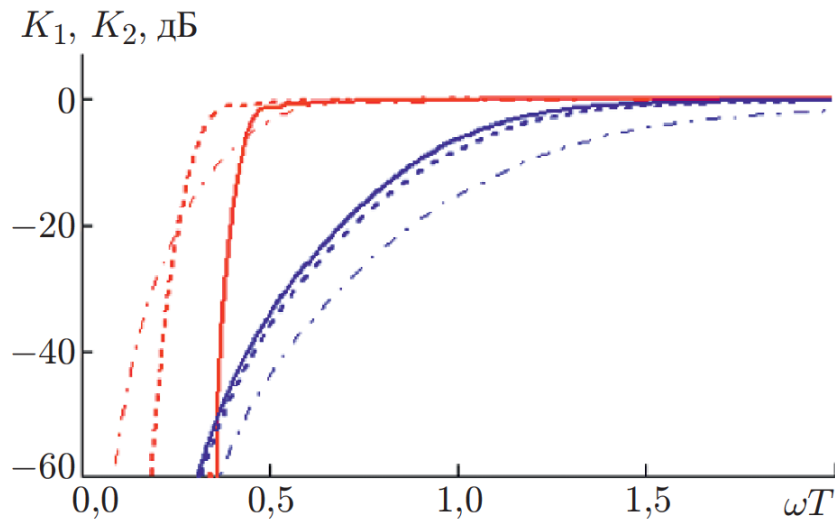


Рисунок 1.6 - Зависимости нормированных коэффициентов прохождения полезного сигнала от его доплеровского сдвига частоты при $\mathbf{W} = \mathbf{W}_1(\omega_0)$ (красные линии) и $\mathbf{W} = \mathbf{W}_2(\omega_0)$ (синие линии) для разных параметров фильтра:

$$N = 20, M = 3 \text{ (штрих-пунктир); } N = 80, M = 10 \text{ (пунктир); } \\ N = 120, M = 20 \text{ (сплошной).}$$

Как видно из графиков, обозначенных сплошными линиями на рисунке 1.6, соответствующими параметрам $N = 120$ и $M = 20$, почти во всём диапазоне изменения доплеровского сдвига частот полезных сигналов выходное ОСШ проекционного способа межпериодной фильтрации $K_1(\omega, \omega_0)$ практически не отличается от значения этого показателя при согласованной обработке, резко уменьшаясь только в интервале частот, непосредственно прилегающем к зоне режекции. Тогда как для второго из рассматриваемых способов полностью когерентной фильтрации существенные потери в ОСШ $K_2(\omega, \omega_0)$ имеют место на гораздо большем интервале частот.

Проанализируем характеристики предложенного проекционного метода для различных значений выборок сигнала. Для этого сравним коэффициент

прохождения данного фильтра для различных длин выборки сигнала $N = \{20, 80, 120\}$, где для обеспечения требуемого коэффициента подавления в зоне режекции, параметр M был выбран соответственно равным $\{3, 10, 20\}$, и порядком фильтра – $L = 5$. Из кривых, отмеченных красным цветом на рисунке 1.6, видно, что при снижении числа выборок сигнала для сохранения коэффициента подавления необходимо уменьшать зону режекции. Это свидетельствует о том, что достижение заданных характеристик фильтра осуществляется подбором его параметров.

Проведём оценку эффективности предлагаемого метода для достаточно актуальной с практической точки зрения задачи обнаружения радиолокационной системой малоразмерных малоскоростных низколетящих воздушных объектов на фоне интенсивных отражений от подстилающей поверхности и местных предметов (ПП). Особенность данной задачи заключается в синтезе РФ системы СДЦ, вносящего минимальные потери при обнаружении полезного в интервале частот, непосредственно прилегающем к зоне режекции. Параметры зоны режекции задаются из требований по обеспечению подавления сигналов, отраженных от местных предметов, (т.е. для сигналов с центральной частотой Доплера $\omega_{МП} = 0$). Зададим, для конкретности, следующие параметры помехи и полезного сигнала: радиальная скорость воздушного объекта - $v = 1$ м/с, длина волны зондирующего сигнала $\lambda = 0.2$ м, тактовая частота следования импульсов $F_{повт} = 0,1$ кГц. Тогда доплеровский сдвиг частоты, нормированный на период следования импульсов ω_0 , будет определяться следующим выражением:

$$\omega_0 T = 2\pi \cdot \frac{2v}{\lambda} \cdot \frac{1}{F_{повт}} \cong 0,4.$$

Для данных параметров сигнала и цели синтезируем проекционный фильтр количеством выборок сигнала $N = 20$, узкой шириной зоны режекции, определяемой необходимостью подавления отражений от неподвижных подстилающей поверхности и местных предметов, т.е. ($M = 3$), и порядком

фильтра $L = 5$. График коэффициента прохождения которого в сравнении с нерекурсивным РФ изображен на рисунке 1.7.

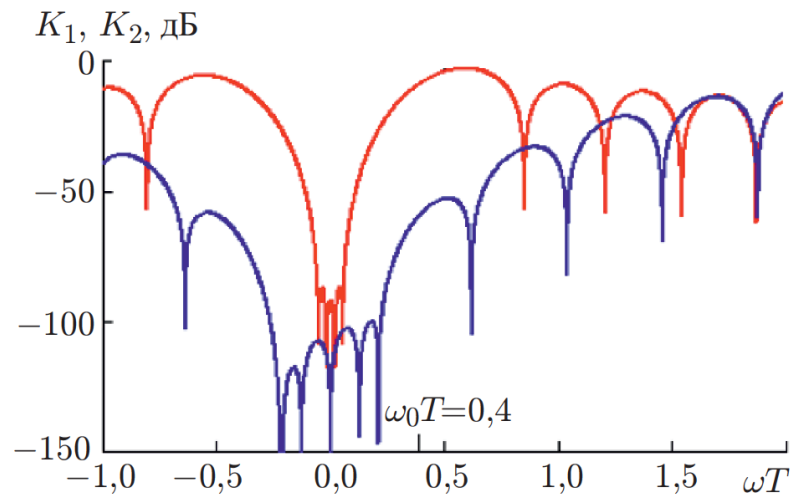


Рисунок 1.7 - Зависимости коэффициента прохождения от частоты Доплера при $\mathbf{W} = \mathbf{W}_1(\omega_0)$ (красная линия) и $\mathbf{W} = \mathbf{W}_2(\omega_0)$ (синяя линия) для нормированной частоты Доплера $\omega_0 = 0,4$.

Видно, что сигнал от цели при использовании проекционного фильтра проходит с незначительными потерями, в то время как в нерекурсивном фильтре сигнал полностью подавляется. Это наглядно демонстрирует эффективность использования проекционного фильтра для задачи обнаружения низкоскоростных объектов на фоне интенсивных отражений радиолокационных сигналов от источников ПП.

1.3 Характеристики обнаружения и распознавания слабого сигнала на фоне сильного детерминированного сигнала с частотами меньшими интервала релеевского разрешения

Рассмотрим случай обнаружения и разрешения малоскоростных и малоразмерных целей на фоне интенсивных отражений от местных предметов и подстилающей поверхности. Данную сигнально-помеховую ситуацию можно представить моделью из суммы двух сигналов большой и малой интенсивности и частотами меньшими интервала релеевского разрешения. Эту ситуацию можно исследовать как задачу разрешения слабого

детерминированного сигнала на фоне сильного детерминированного сигнала (например, сигнал, отраженный от МП) с частотами меньшими интервала релеевского разрешения.

1.3.1 Решающие статистики для обнаружения слабого сигнала на фоне сильного детерминированного сигнала с частотами меньшими интервала релеевского разрешения

Пусть на вход приёмной системы поступает пачка из N импульсов, представляющая собой аддитивную смесь суммы двух сигналов $\mathbf{S}_1$ и $\mathbf{S}_2$ и собственного шума $\mathbf{n}$, распределенного по гауссовскому (нормальному) закону:

$$\mathbf{X} = \nu_1 \mathbf{S}_1 + \nu_2 \mathbf{S}_2 + \mathbf{n}, \quad (1.17)$$

где ν_1 и ν_2 – фиксированные амплитудные множители, соответствующие амплитуде сигнала от ПП (местного предмета) и полезного сигнала, $\nu_1 \gg \nu_2$.

При этом будем считать, что КМ вектора собственного шума является единичной:

$$\langle \mathbf{n} \mathbf{n}^* \rangle = \mathbf{I},$$

где $\mathbf{I}$ – единичная матрица, $\langle \dots \rangle$ – знак статистического усреднения.

Комплексная амплитуда принимаемых сигналов имеет следующий вид:

$$\mathbf{S}_1 = \left[\exp(-j f_1 T), \exp(-j(2 f_1 T)), \dots, \exp(-j(N f_1 T)) \right]^*,$$

$$\mathbf{S}_2 = \left[\exp(-j f_2 T), \exp(-j(2 f_2 T)), \dots, \exp(-j(N f_2 T)) \right]^*,$$

где T – период следования импульсов; N – количество импульсов в принимаемой пачке сигналов; f_1 и f_2 – частоты сигналов и $\mathbf{S}_1$ и $\mathbf{S}_2$ соответственно.

КМ принимаемого детерминированного сигнала будет иметь вид [7]

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{S} \mathbf{S}^* \rangle. \quad (1.18)$$

С учетом нормировки собственного шума к единичной мощности КМ будет иметь добавку в виде единичной матрицы:

$$\mathbf{M} = \mathbf{R} + \mathbf{I}. \quad (1.19)$$

Введём $\lambda_{0i} = \frac{\lambda_i}{\text{Sp}\mathbf{M}}$ – нормированные СЧ матрицы $\mathbf{M}$, где λ_i – СЧ матрицы $\mathbf{M}$, $\text{Sp}\mathbf{M}$ – след (сумма диагональных элементов) матрицы $\mathbf{M}$.

В случае детерминированного сигнала КМ имеет единичный ранг, и её нормированные СЧ равны $\lambda_{01} = 1, \lambda_{02} = \dots = \lambda_{0N} = 0$. В случае случайного гауссового процесса с равными по мощности и некоррелированными компонентами КМ является диагональной с равными между собой элементами главной диагонали. Нормированные СЧ $\lambda_{01} = \dots = \lambda_{0N} = 1/N$.

На практике точное значение КМ $\mathbf{M}$, как правило, априори неизвестно, но по имеющейся временной выборке помехи можно получить оценки максимального правдоподобия $\hat{\mathbf{M}}$, получаемые в соответствии с выражением [64]:

$$\hat{\mathbf{M}} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^*, \quad (1.20)$$

где $\mathbf{x}_i$ – вектор процесса, принимаемый в i -й момент времени, в соответствии с выражением (1.17); L – объём выборки, используемой для получения оценки КМ сигнала (количество отсчётов, по которым усредняется выборочная матрица $\hat{\mathbf{M}}$).

При этом СЧ выборочной матрицы $\hat{\mathbf{M}}$ удовлетворяют условию

$$\hat{\lambda}_1 \geq \hat{\lambda}_2 \geq \dots \geq \hat{\lambda}_N \geq 0 \quad (1.21).$$

С учетом выражения (1) КМ вектора $\mathbf{X}$ представим в следующем виде:

$$\mathbf{M}_2(\nu_1, \nu_2, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2) = \mathbf{I} + \nu_1 \mathbf{S}_1 \mathbf{S}_1^* + \nu_2 \mathbf{S}_2 \mathbf{S}_2^*,$$

где $\mathbf{I}$ – единичная матрица, ν_1 и ν_2 – амплитуды сигналов $\mathbf{S}_1$ и $\mathbf{S}_2$ соответственно.

В случае обнаружения (разрешения) слабого сигнала относительно шума (менее 1-2 дБ) на фоне сильного, т.е. при условии $\nu_1 \gg \nu_2$, условие (1.21) примет следующий вид:

$$\hat{\lambda}_1 \gg \hat{\lambda}_2 \geq \dots \geq \hat{\lambda}_N \geq 0$$

В случае наличия одного мощного сигнала асимптотическое выражение

для функции распределения максимального шумового СЧ (второго СЧ выборочной КМ) $F_{\lambda_2}(\lambda_r)$ записывается в виде [82]:

$$F_{\lambda_2}(\lambda_r) = \det \left[\frac{\gamma(L - N + i + j - 1, L\lambda)}{\Gamma(L - N + i) \cdot \Gamma(j)} \right], \quad i, j = 1 \dots N - 1, \quad L \geq N, \quad (1.22)$$

где $\gamma(L, \alpha) = \int_0^\alpha t^{L-1} \cdot e^{-t} dt$ – нижняя неполная гамма-функция, $\Gamma(L) = \int_0^{+\infty} t^{L-1} \cdot e^{-t} dt$ –

полная гамма-функция. Выражение (1.22) справедливо для произвольного размера выборки $L \geq N$.

Таким образом, задачу разрешения двух сигналов можно решить сравнением с некоторым порогом λ_r второго СЧ λ_2 выборочной КМ $\hat{\mathbf{M}}$ [82].

1.3.2 Разрешение и распознавание слабого сигнала с флуктуациями частоты на фоне сильного детерминированного сигнала.

Пусть на вход приёмной системы поступает пачка из N импульсов, представляющая собой аддитивную смесь суммы двух сигналов S_1 и S_2 и собственного шума $\mathbf{n}$, распределенного по гауссовскому (нормальному) закону, в соответствии с выражением (1.17) При этом, также выполняется условие $\nu_1 \gg \nu_2$.

Модель сигнала S_2 можно представить следующим образом:

$$S_{2f} = \left[\exp(-j(f_2 + F_1)T), \exp(-j2(f_2 + F_2)T), \dots, \exp(-j(N(f_2 + F_n)T)) \right]^*, \quad (1.23)$$

где $F_1, F_2, \dots, F_N$ – случайные частоты, распределенные по равномерному закону в некотором заданном диапазоне ΔF .

Из выражения (1.23) видно, что сигнал с флуктуациями частоты представляет собой комбинацию множества синусоид вида (1.23), образующих континуум по частоте в диапазоне ΔF , который может быть аппроксимирован некоторым конечным набором N синусоид.

Задачу обнаружения (распознавания) слабого сигнала с флуктуациями частоты на фоне K мощных источников сигнала можно решить последовательным сравнением с некоторыми порогами λ_{ri} второго, третьего и

т.д. СЧ $\lambda_2 \dots \lambda_N$ выборочной КМ $\hat{\mathbf{M}}$.

Асимптотическое выражение для интегральной функции распределения максимального шумового СЧ выборочной КМ $\hat{\mathbf{M}}$ при наличии мощных источников сигнала было получено в [76]. Однако в случае слабых сигналов целесообразнее воспользоваться выражением для распределения шумовых СЧ выборочной КМ в случае одного мощного источника, полученного в работе [85].

Интегральная функция распределения $m \geq 2$ СЧ выборочной КМ при наличии одного мощного сигнала получена в работе [74] в следующем виде:

$$F_m(N, L, \lambda) = C(N, L) \times \left[\sum_{l=1}^{\binom{N}{k_1, k_2}} \det(\mathbf{B}_l) \right] + F_{m-1}(N, L, \lambda), \quad (1.24)$$

где

$$C(N, L) = \frac{N!}{\prod_{i=1}^N (L-i)! i!}.$$

Матрица $\mathbf{B}_l$ образуется из k_1 строк $\mathbf{B}_l^\Gamma$, содержащей элементы $B_{lij}^\Gamma = \Gamma(L - N + i + j - 1, L\lambda)$, и k_2 строк $\mathbf{B}_l^\gamma$, содержащей элементы $B_{lij}^\gamma = \gamma(L - N + i + j - 1, L\lambda)$, $i, j = 1, \dots, N$, где $\Gamma(L, \alpha) = \int_{\alpha}^{+\infty} t^{L-1} \cdot e^{-t} dt$ – верхняя неполная гамма-функция, $\gamma(L, \alpha) = \int_0^{\alpha} t^{L-1} \cdot e^{-t} dt$ – нижняя неполная гамма-функция. Каждая из матриц $\mathbf{B}_l$ представляет одну из возможной комбинации строк $\mathbf{B}_l^\Gamma$ и $\mathbf{B}_l^\gamma$.

Таким образом, функция распределения m -го ($m \geq 2$) СЧ равна сумме детерминантов матриц, полученных из перестановок с повторениями строк, состоящих из неполных верхних $\Gamma(L - N + i + j - 1, L\lambda)$ и нижних $\gamma(L - N + i + j - 1, L\lambda)$ гамма-функций. Количество таких перестановок равно [109]:

$$\binom{N}{k_1, k_2} = \frac{N!}{k_1! \cdot k_2!},$$

где $k_1 = m - 1$ – число строк, состоящих из неполных верхних гамма-функций

$\Gamma(L - N + i + j - 1, L\lambda)$; $k_2 = N - k_1$ – число строк, состоящих из неполных нижних гамма-функций $\gamma(L - N + i + j - 1, L\lambda)$

1.3.3 Результаты численного моделирования

Характеристики разрешения слабого детерминированного сигнала на фоне сильного детерминированного сигнала с частотами меньшими интервала релеевского разрешения получим численным моделированием.

Выбор порога λ_r , согласно критерию Неймана-Пирсона, проводится в соответствии с выражением:

$$P_{лт} = 1 - F_{\lambda}(\lambda_r), \quad (1.25)$$

где $P_{лт}$ – заданная вероятность ложного обнаружения. Здесь $F_{\lambda}(\lambda)$ – интегральная функция распределения 2-го СЧ λ_2 матрицы $\hat{\mathbf{M}}$ при наличии 1-го мощного источника сигнала.

Используя (1.22), были вычислены пороги $\lambda_{лт}$ для вероятности ложной селекции $P_{лт} = 10^{-3}$ для следующих параметров входного сигнала: $N = 5$, $L = 5, 10, 15$. Амплитуда первого сигнала бралась фиксированной и составляла $\nu_1 = 40$ дБ, а амплитуда второго изменялась в пределах от уровня собственного шума до значений, близких к амплитуде первого сигнала. Мощность собственного шума полагалась $\sigma_u^2 = 1$.

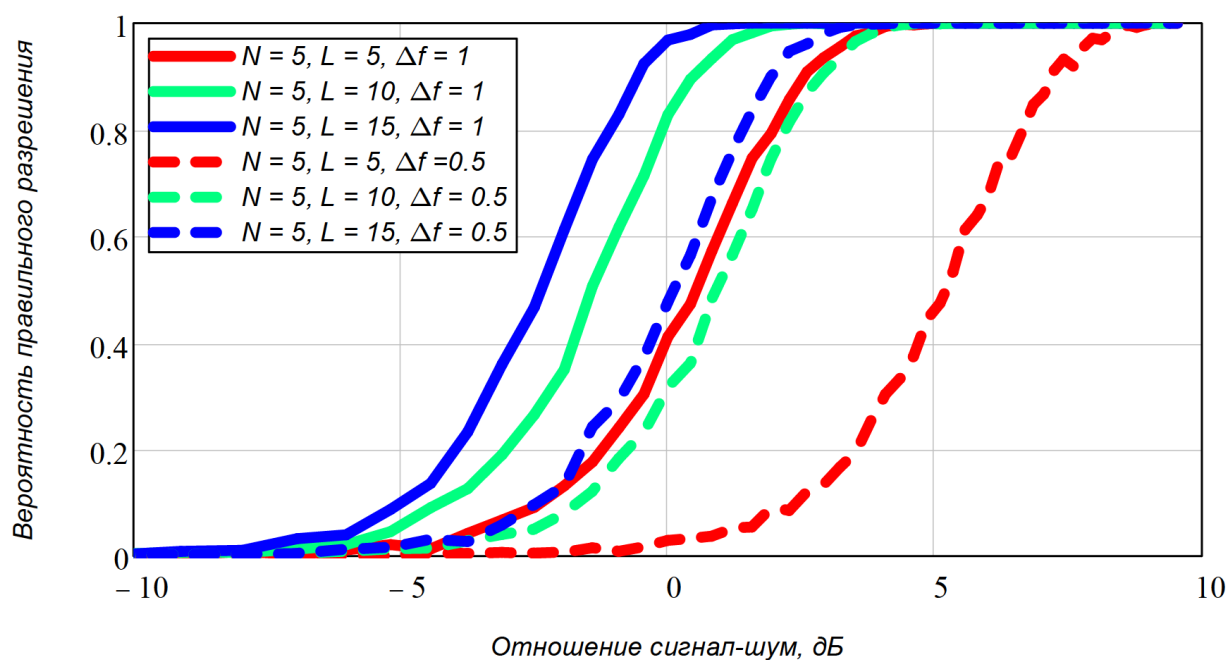


Рисунок 1.8 - Характеристики разрешения слабого детерминированного сигнала на фоне сильного детерминированного сигнала, $N=5, L=5,10,15$.

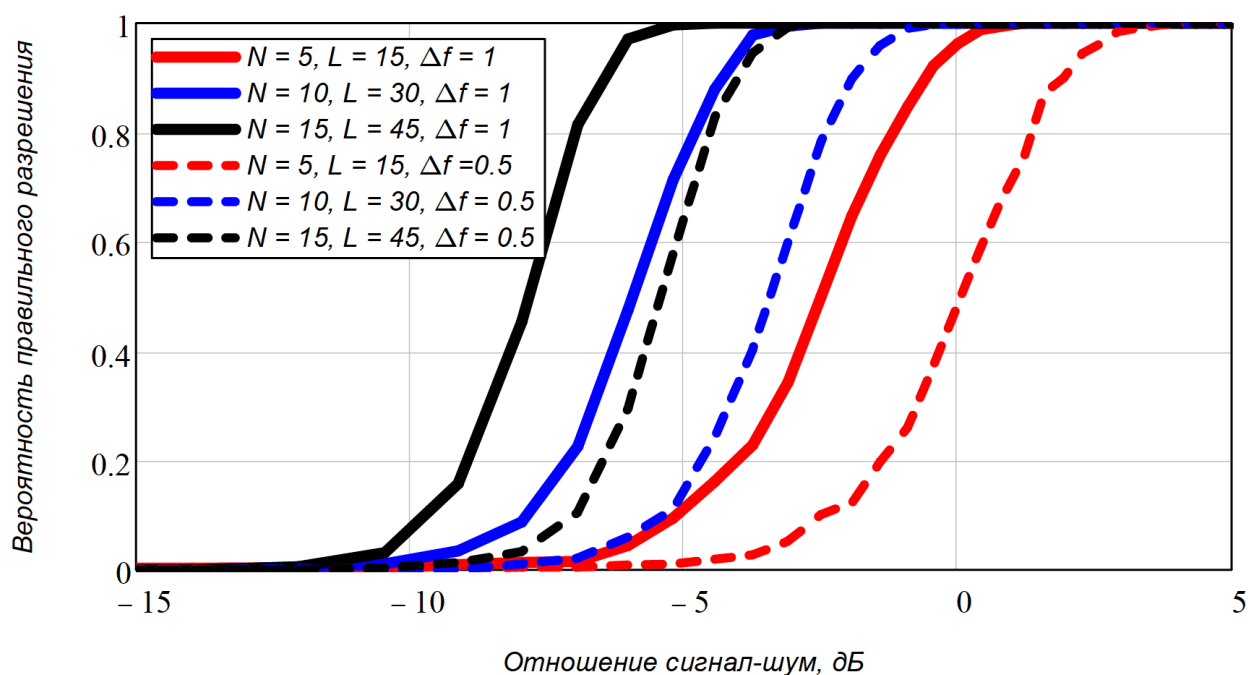


Рисунок 1.9 - Характеристики разрешения слабого детерминированного сигнала на фоне сильного детерминированного сигнала, $N=5,10,15, L=3N$.

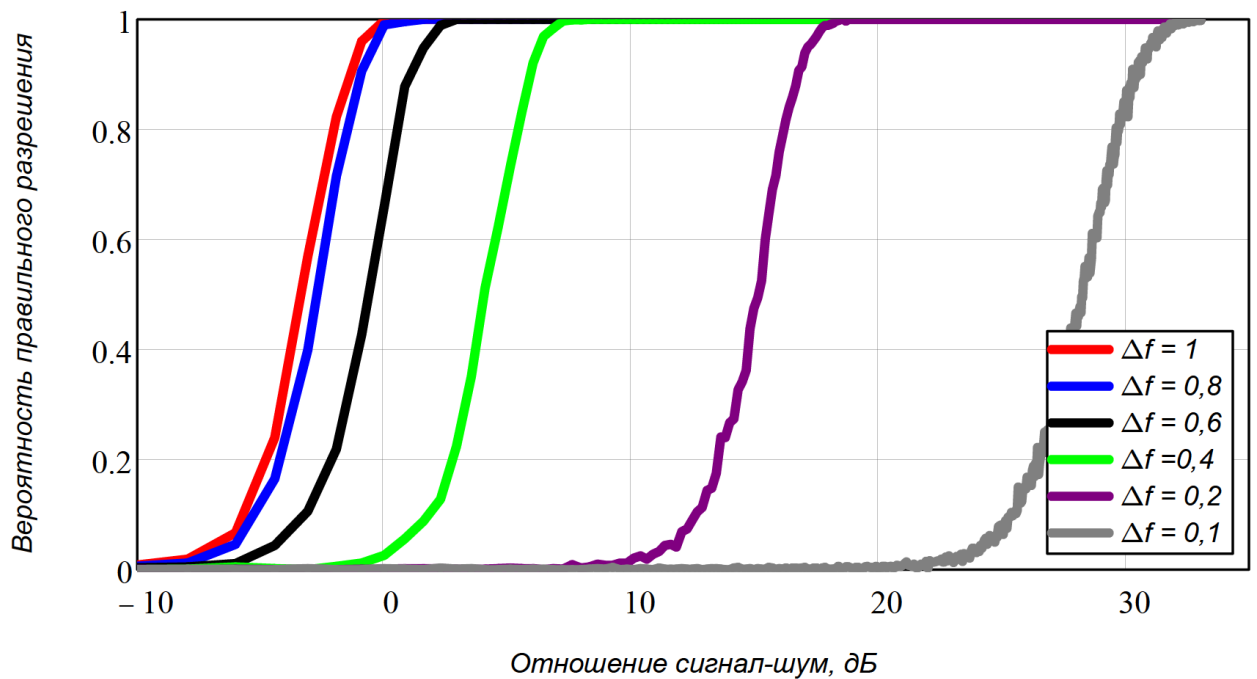


Рисунок 1.10 - Характеристики разрешения слабого детерминированного сигнала на фоне сильного детерминированного сигнала, $N=10, L=10$.

На рисунках 1.8-1.10 приведены характеристики разрешения слабого детерминированного сигнала на фоне сильного детерминированного сигнала (зависимость вероятности правильного разрешения P_D от ОСШ второго сигнала) для различных значений частотного разнеса второго сигнала относительно первого и параметров выборки, полученные методом численного моделирования. При этом, частота первого мощного сигнала бралась фиксированной, частота второго слабого сигнала бралась относительно частоты первого с интервалами меньшими релеевского разрешения в различных пропорциях $\Delta f = (0,8; 0,6; 0,5; 0,4; 0,2; 0,1)$. При значении $\Delta f = 1$ считаем разрешение релеевским и обратно пропорциональным временной длительности пачки импульсов N . Из графиков рисунка 1.8 видно, что ОСШ для разрешения слабого сигнала при заданной вероятности правильного разрешения P_D существенным образом увеличивается при уменьшении интервала частот. Так, например, при вероятности правильного разрешения $P_D = 0,8$ при уменьшении интервала частот относительно релеевского разрешения в два раза ($\Delta f = 1$) ОСШ должен быть увеличен на 5 дБ

при ($N = 5$, $L = 5$), на 2.5 дБ при ($N = 5$, $L = 10, 15$). Также, что очевидно, ОСШ для разрешения при заданной вероятности правильного разрешения снижается при увеличении количества усреднений L (рисунок 1.8) и длины выборки N (рисунок 1.9). На рисунке 1.10 видно, что для достижения свехрелеевского разрешения с величиной $\Delta f = 0,1$ значения амплитуды второго сигнала увеличивается до уровня порядка 30 дБ, т.е. становится соизмеримым с амплитудой первого сигнала.

1.4 Результаты натурных экспериментов [10, 16, 17]

В рамках данного исследования был проведен ряд экспериментов по обнаружению малоскоростных воздушных объектов в различных сигнально-помеховых ситуациях. В качестве радиолокатора использовалась когерентно-импульсная РЛС кругового обзора L частотного диапазона [37].

1) Обнаружение малоразмерного малоскоростного воздушного объекта на фоне местного предмета с использованием длительного когерентного накопления.

В данном эксперименте в качестве радиолокационной цели использовался БПЛА вертолетного типа - гексакоптер MATRICE (ЭПР $\sim 10^{-2}$ м²) [116]. Воздушный объект двигался в направлении радара на высоте ~ 100 м. Регистрация данных осуществлялась в азимутальном секторе от 210° до 270° на малых (менее 5°) углах места [38]. Первое обнаружение воздушного объекта было зафиксировано на дальности 7 км, устойчивое сопровождение обеспечивалось с дальности 5,5 км. Параметры проекционного ДФ были выбраны $N = 1024$, $M = 3$. Увеличенное число импульсов в 4 раза по сравнению с 256 получено за счет использования режима длительного когерентного накопления при снижении темпа вращения антенны, соответственно, в 4 раза.

При обнаружении малоразмерных БПЛА с учетом перечисленных факторов можно сформулировать основные требования к АЧХ системы доплеровской фильтрации на основе проекционного метода:

- в области близких к нулю доплеровских частот АЧХ должна иметь зону режекции, форма которой близка к прямоугольной;
- глубина зоны режекции должна быть не менее 60 дБ [37];
- ширина зоны режекции должна адаптивно изменяться в зависимости от ширины спектра ПП.

Эффективное разрешение близкорасположенных спектров полезных сигналов и ПП обеспечивается близкой к прямоугольной форме зоной режекции. Глубина зоны режекции обеспечит подавление ПП до уровня, позволяющего обнаружить полезный сигнал. Изменение ширины зоны режекции необходимо для адаптации к складывающейся помеховой обстановке.

Для наглядности анализа результата обнаружения малоскоростного объекта рассмотрим скоростную характеристику ДФ, где доплеровский сдвиг частоты и радиальная скорость ЛА связаны известным соотношением [1, 7]:

$$\omega_D = 2\pi \cdot F_D = 2\pi \frac{2 \cdot V_r}{\lambda}, \quad (1.26)$$

где V_r - радиальная скорость объекта, λ - длина волны.

На рисунке 1.12 приведена скоростная характеристика ДФ (для длины волны $\lambda=0,2$ м) без режекции сигнала ПП. Можно видеть сигнал от БПЛА, летящего со скоростью $V_r \sim 16$ м/с и сигнал от местного предмета ($V_r = 0$ м/с). Сигнал был зарегистрирован на дальности 5 км. Видно, что сигнал, отраженный от БПЛА, маскируется боковыми лепестками сигнала от местного предмета. Превышение сигнала местного предмета, рассматриваемого здесь как ПП, над полезным сигналом от БПЛА, как видно из рисунка, составляет порядка 27 дБ.



Рисунок 1.12 - Скоростная характеристика ДФ без режекции сигнала, отражённого от ПП (зависимость мощности сигнала от радиальной скорости)



Рисунок 1.13 - Скоростная характеристика ДФ с режекцией сигнала, отражённого от ПП ($N = 1024$, $M = 3$)

На рисунке 1.13 приведена скоростная характеристика ДФ с режекцией сигнала, отраженного от ПП ($N = 1024$, $M = 3$). Из рисунка 1.13 видно уверенное обнаружение сигнала, отраженного от воздушного объекта. При этом обеспечивается режекция сигнала ПП до уровня $\sim$ минус 50 дБ.

Рассмотрим индикаторы кругового обзора (ИКО), на которых отображены отметки целей от первичной обработки радиолокационных сигналов с применением проекционного РФ (КИХ фильтра). На рисунке 1.14 показан сектор ИКО без применения процедуры СДЦ. На рисунках 1.15-1.17 показаны сектора ИКО с шириной зон режекции $\Delta F = \pm 10$ Гц ($\Delta V_r = \pm 1$ м/с), ± 15 Гц ($\Delta V_r = \pm 1,5$ м/с) и ± 20 Гц ($\Delta V_r = \pm 2$ м/с), и $M = 5, 7$ и 9 соответственно.

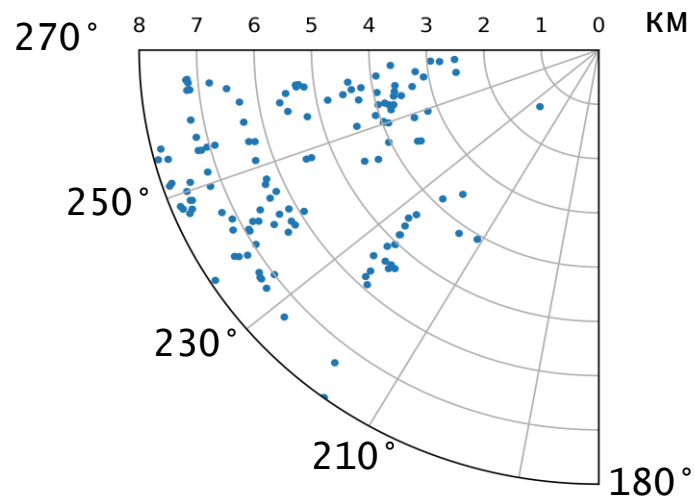


Рисунок 1.14 - Вид сектора ИКО без применения фильтра

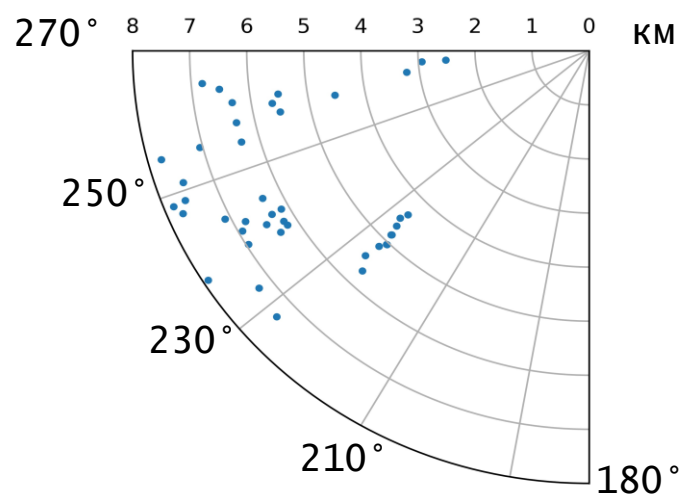


Рисунок 1.15 – Вид сектора ИКО с применением режекции, ширина режекции фильтра $\Delta F = \pm 10$ Гц, $M = 5$

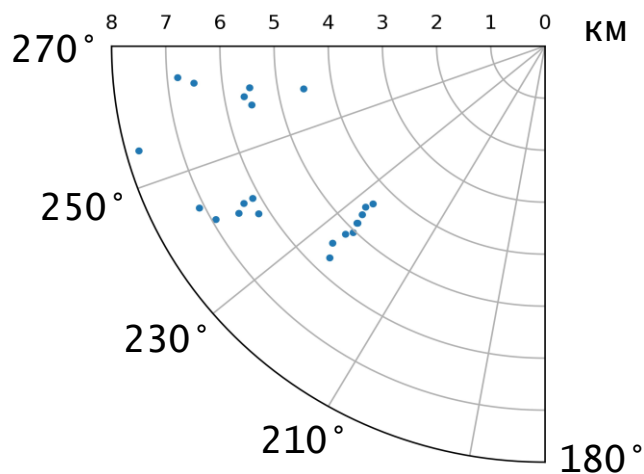


Рисунок 1.16 - Вид сектора ИКО с применением режекции, ширина режекции фильтра $\Delta F = \pm 15$ Гц, $M = 7$.

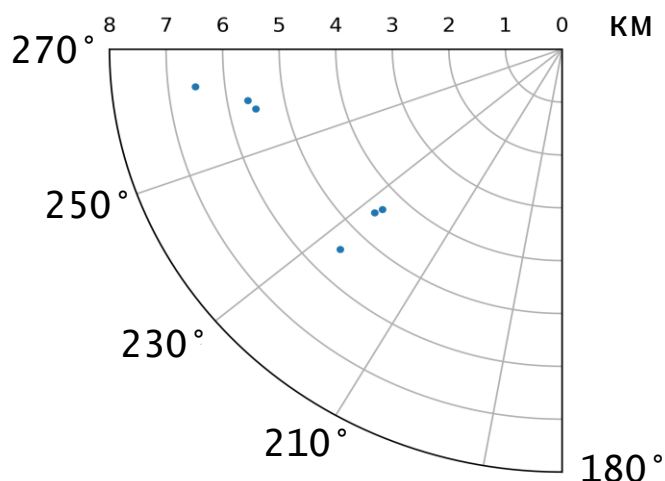


Рисунок 1.17 - Вид сектора ИКО с применением режекции, ширина режекции фильтра $\Delta F = \pm 20$ Гц, $M = 9$.

На рисунке 1.15 и 1.16 отчетливо наблюдается трасса воздушного объекта. При проводке воздушного объекта наиболее распространен критерий "завязки" и сопровождения трасс 2/2-3, т.е. при получении 2-х отметок от целей в 2-х последовательных периодах обновления информации и "сбросе" трассы при 3-х пропусках подряд [99]. Указанный критерий позволяет устойчиво сопровождать объекта до дальности $\sim 5,5$ км. Это означает

достаточно высокую эффективность рассматриваемого метода доплеровской фильтрации при обнаружении малоскоростных и малоразмерных объектов для радаров данного класса [37].

Следует отметить, что изрезанный, многолепестковый характер диаграммы обратного вторичного излучения микро и мини-БПЛА и колебания в полете, вызванные функционированием системы стабилизации и маневрированием, приводят к сокращению времени корреляции отраженных сигналов. При этом средние значения времени корреляции флуктуаций для таких БПЛА составят несколько сотен миллисекунд, а при интенсивном маневрировании данное время может сокращаться практически на порядок [22, 55]. В связи с этим, и с факторами, отмеченными в [20, 21, 53, 56-59], наблюдение дополнительных спектральных составляющих, обусловленных пропеллерной модуляцией затруднительно.

На основе анализа полученных отображений на ИКО можно сказать, что применение проекционного метода доплеровской фильтрации позволяет обнаружить трассу БПЛА на фоне ПП. При этом существуют оптимальные параметры фильтров (количество нулей M , ширина полосы доплеровской фильтрации ΔF), обеспечивающие максимальный коэффициент подпомеховой видимости [1, 11] и не приводящие к пропуску полезного сигнала. Современные доплеровские РЛС мониторинга воздушного пространства достаточно точно измеряют скорость объектов (СКО измерения радиальной скорости от 0,1 до 1 м/с [37]), что позволяет применять адаптацию РФ к изменяющейся помеховой обстановке за счет применения набора РФ с различными параметрами.

2) Обнаружение воздушного объекта на фоне интенсивных отражений от местных предметов и подстилающей поверхности.

Приведем результаты обнаружения когерентно-импульсной РЛС кругового обзора L диапазона низколетящего воздушного объекта – турбореактивного самолета (ЭПР $\sim 20 \text{ м}^2$) на фоне интенсивных отражений от

местных предметов [16, 17]. Проведены эксперименты, на фоне горного массива в ситуации: 1) самолет взлетает с аэродрома (рисунок 1.18а); 2) самолет заходит на посадку (рисунок 1.18б). Высота полета от 100 до 1500 м. Максимальная дальность обнаружения составила ~30 км. На рисунках 1.18 показаны трассы воздушного объекта, наложенная на карту местности, представляющей собой горный массив.

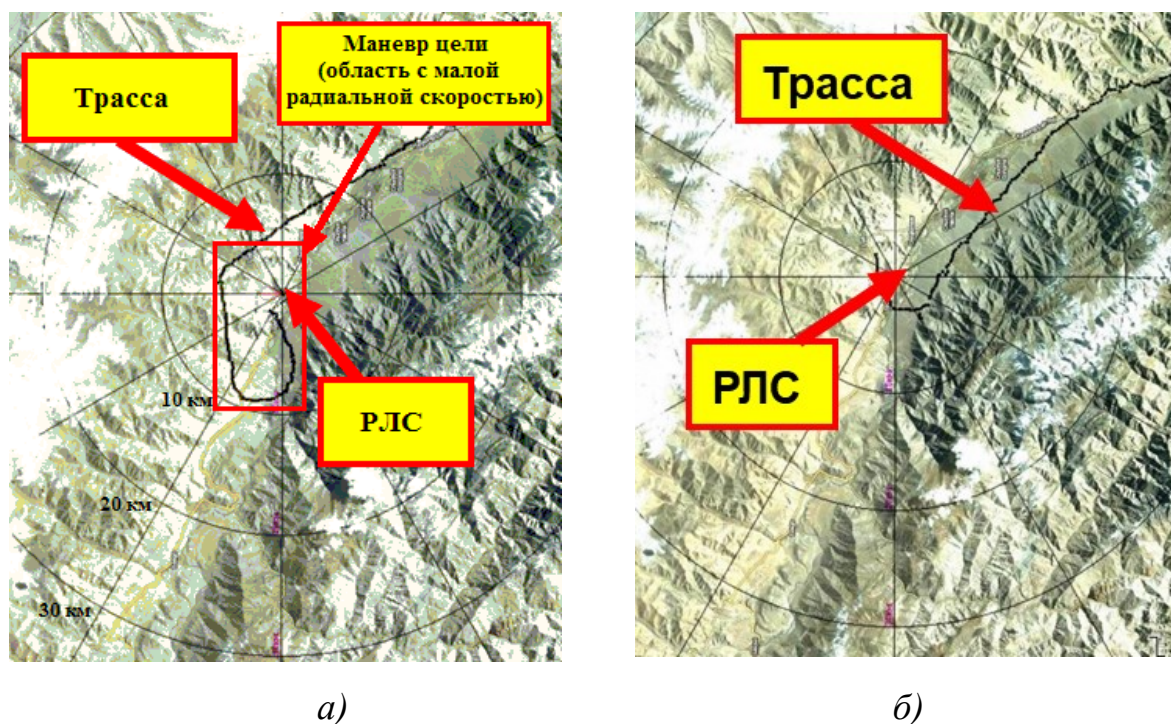


Рисунок 1.18 – Трасса воздушного объекта

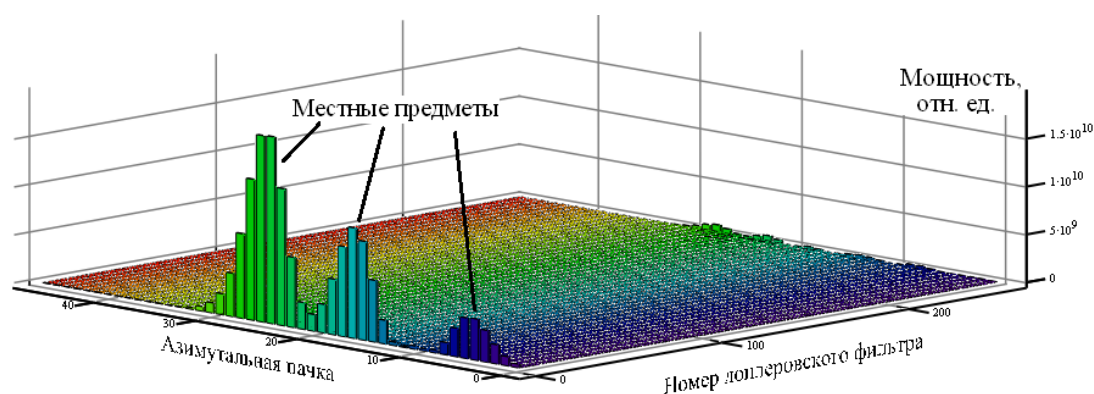


Рисунок 1.19 - Результаты доплеровской фильтрации с режекцией сигнала, отражённого от ПП, до СДЦ

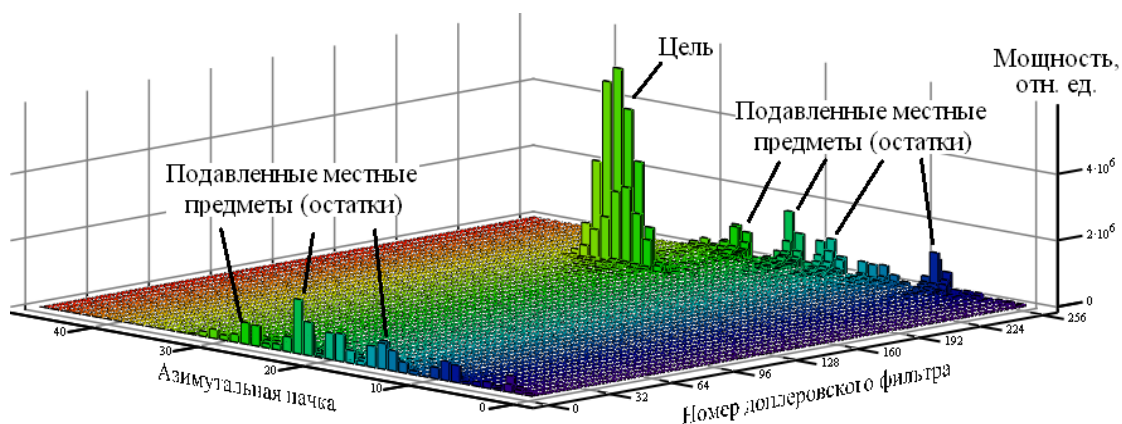


Рисунок 1.20 - Результаты доплеровской фильтрации с режекцией сигнала, отражённого от ПП, после СДЦ ($N = 256$, $M = 3$)

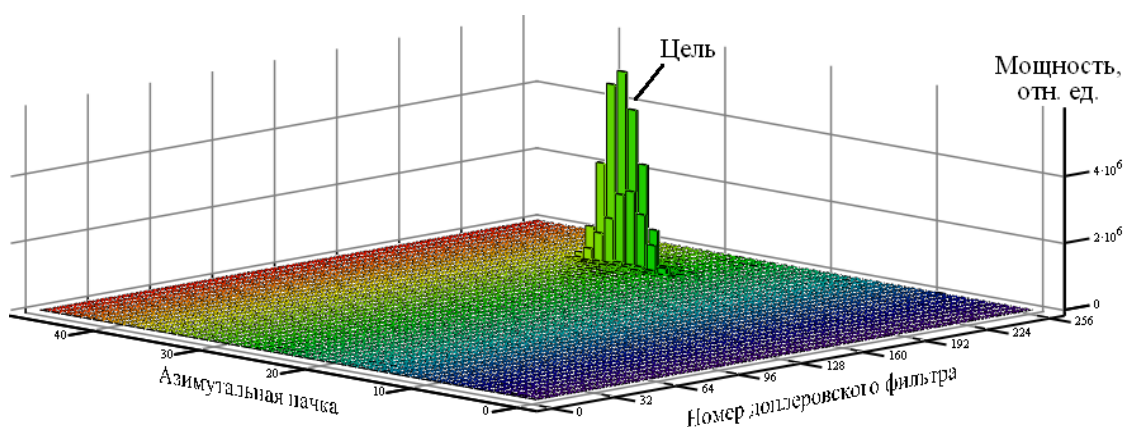


Рисунок 1.21 - Результаты доплеровской фильтрации с режекцией сигнала, отражённого от ПП, после СДЦ ($N = 256$, $M = 9$)

На рисунках 1.19-1.21 представлены результаты двумерной межпериодной обработки (доплеровской фильтрации) в плоскостях азимут×ДФ без режекции сигнала, отраженного от помехи, и с режекцией сигнала ПП. За время накопления одной азимутальной пачки РЛС поворачивается на $1,6^\circ$. Скорость воздушного объекта составляла ~ 80 м/с, дальность ~ 15 км. На двумерных графиках видны пачки отраженных от местных предметов и цели импульсов, промодулированных диаграммой направленности антенны в азимутальной плоскости («азимутальная пачка»). Количество импульсов в пачке принимаемых отраженных от объекта сигналов, используемых в обработке, составляло $N = 256$. Соответственно, для обнаружения цели использовалось $n = 0 \dots 256$ ДФ (1.11), перекрывающих

частотный диапазон равный $\omega_{д\max} = 2\pi/T$ (T – период зондирования радиолокационных импульсов). Таким образом, двумерный график позволяет видеть прохождение пачки отраженных импульсов через 256 ДФ. Из рисунка 1.19 видно, что без режекции сигнала ПП пачка отраженных от объекта (местного предмета) импульсов проходит через фильтр $n=0$, соответствующий доплеровскому сдвигу частоты $\omega_d = 0$. Сигнал от воздушной цели замаскирован отражениями от местных предметов (горные массивы) и на рисунке 1.19 не наблюдается. Мощность сигнала, отраженного от местных предметов, составляла не менее 96 дБ. Процедура СДЦ, в которой используются РФ с параметрами $N = 256$, $M = 3$, позволяет выделить сигнал от цели, подавив тем самым местные предметы (рисунок 1.20). Однако, как видно из рисунка, на выходе системы СДЦ в фильтре $n=0$ остаются некомпенсированные помехи. Использование фильтра с более широкой полосой режекции $M = 5$ позволяет полностью подавить спектральные составляющие сигнала, отраженного от местных предметов, и провести обнаружение воздушного объекта (рисунок 1.21).

Из рисунков 1.18а и 1.18б видно, что в обоих случаях в радиусе 10 км воздушных объект движется по траектории близкой к касательной относительно точки стояния РЛС, следовательно, имел радиальные скорости близкие к нулю. При этом видно устойчивое сопровождение воздушного объекта на всей его траектории, что подтверждает возможность использования проекционного метода доплеровской фильтрации при обнаружении сигналов, отражённых от малоскоростных воздушных объектов, на фоне интенсивных отражений от местных предметов и подстилающей поверхности.

Оценим эффективность системы СДЦ на основе проекционного метода доплеровской фильтрации. Для количественной оценки качества функционирования систем СДЦ используют различные показатели. Наибольшее распространение получили коэффициент подавления $K_{\text{п}}$, коэффициент улучшения $K_{\text{у}}$, коэффициент подпомеховой видимости $K_{\text{пв}}$ [11].

Качество цифровой системы СДЦ может быть оценено по эффективности подавления помехи с помощью РФ. С этой целью определяется коэффициент подавления помехи. Он характеризует степень уменьшения мощности помех на входе к мощности помех на выходе.

$$K_{\pi} = 10 \lg \frac{P_{\pi \text{ вх}}}{P_{\pi \text{ вых}}}, \quad (1.27)$$

где $P_{\pi \text{ вх}}$ и $P_{\pi \text{ вых}}$ - мощность помехи на входе и выходе цифровой системы СДЦ, соответственно.

В современных радиолокационных системах коэффициент подавления местных предметов может составлять не менее 55 дБ [37], а коэффициент подавления ПП типа гидрометеорообразований или дипольных отражателей не менее 40 дБ [1].

При использовании коэффициента подавления для оценки эффективности системы СДЦ не учитывается прохождение полезного сигнала через РФ. В этом состоит ограничение данной характеристики. Более объективной характеристикой является коэффициент улучшения усредненного отношения сигнал/помеха на выходе РФ к этому отношению на его входе:

$$K_y = \frac{\left(\frac{P_c}{P_{\pi}} \right)_{\text{вх}}}{\left(\frac{P_c}{P_{\pi}} \right)_{\text{вых}}}, \quad (1.28)$$

где P_c – мощность сигнала; P_{π} – мощность помехи.

Для оценки эффективности системы СДЦ на практике используется также коэффициент подпомеховой видимости [11], с помощью которого можно определить пороговое отношение сигнал/помеха на входе системы СДЦ, обеспечивающее заданную вероятность правильного обнаружения и ложной тревоги:

$$K_{\text{пв}} = \frac{P_{\pi \text{ вх}}}{P_{\text{с вх}}}. \quad (1.29)$$

Обычно в системе СДЦ в процессе обработки сигнала происходит

преобразование масштаба, поэтому при определении коэффициентов $K_{\text{п}}$, $K_{\text{у}}$, $K_{\text{пв}}$ необходимо уровень выходной мощности $P_{\text{свых}}$ нормировать к уровню выходного шума, если он изменился

Так, усредненный по 40 обзорам коэффициент подпомеховой видимости $K_{\text{пв}}$ при $M = 3$ и при $M = 5$ составил ~ 44 дБ и 48 дБ соответственно.

На рисунке 1.18а показано, что на начальном участке траектории объект совершает маневр, т.е. его радиальная скорости близка к нулю. При этом видно устойчивое сопровождение воздушного объекта на всей его траектории, что подтверждает возможность использования проекционного метода доплеровской фильтрации при обнаружении сигналов отраженных от малоскоростных воздушных объектов на фоне интенсивных отражений от местных предметов и подстилающей поверхности.

С учетом проведенных исследований можно выдать рекомендации для методики расстановки нулей в проекционном РФ:

1) для лучшей аппроксимации ПП на подпространство помех число в матрице - проекторе необходимо выбирать с шагом, кратным по формуле:

$$\Delta F = \begin{cases} n * \frac{1}{NT}, & n \in Z, \quad \Delta F \geq \frac{1}{NT} \\ \frac{1}{nNT}, & \Delta F < \frac{1}{NT} \end{cases}, \quad (1.30)$$

где $\frac{1}{NT}$ – ширина отдельного РФ совпадают с главными лепестками частотных характеристик ДФ, обеспечивая тем самым минимальные потери на накопление и рассогласование.

2) основную долю в энергетическом спектре ПП составляют сигналы, отраженные от неподвижных местных предметов, сосредоточенные в окрестности нулевой доплеровской частоты. Для эффективного подавления ПП целесообразно формировать «нуль» РФ на нулевом доплеровском сдвиге частоты. Поэтому при синтезе РФ необходимо выбирать нечетное число нулей, чтобы равномерно перекрыть диапазон ПП в области положительных и отрицательных скоростей/доплеровских сдвигов частот (Рисунок 1.22).

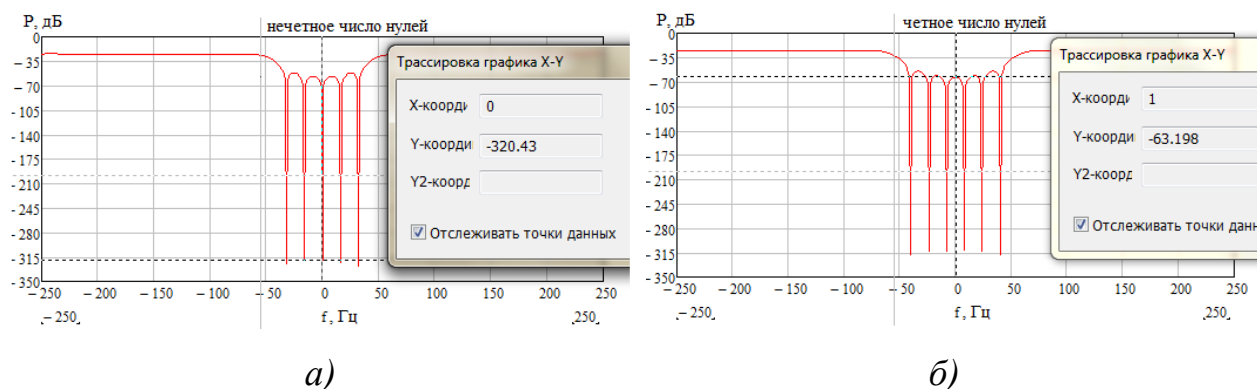


Рисунок 1.22 – Выбор «нуля» в проекционном РФ

а) при нечётном числе нулей, б) при четном числе нулей

В развитии способов борьбы с ПП авторами работ [18, 19] предложен метод детерминированной компенсации ПП в зоне режекции по принципу, близкому к компенсации точечных по пространству активных шумовых помех автокомпенсаторами с прямым обращением КМ помехи [75, 100]. Авторами проведена экспериментальная проверка предлагаемого метода на тех же регистрационных данных, полученных при обнаружении БПЛА. Как утверждает авторами, метод позволяет устранить недостаток, связанного с уменьшением глубины зоны режекции при ее расширении. Однако при работе в условиях нестационарной помеховой обстановке формирующийся при таком подходе вектор весовых коэффициентов может устаревать [100-103], снижая эффективность компенсации. Также процедура автокомпенсации приводит к нарушению «жесткой» фазовой структуры сигналов. Как будет показано в последующих главах, это приводит к изменению меры степени когерентности радиолокационных сигналов как энтропии распределения сигнала по собственным подпространствам его КМ [89, 96, 97, 113, 118, 119, 125] в сторону увеличения. Для радиотехнических систем мониторинга воздушного пространства этот аспект является критическим.

Также известны системы СДЦ на основе фильтров с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) в виде эллиптических фильтров [18, 19, 91]. Однако в реальных системах такой подход не получил широкого распространения из-за большой длительности переходных процессов, которая

затрудняет адаптацию и не позволяет войти в установившийся режим работы в сложной сигнально-помеховой обстановке, а также в ситуациях, когда число импульсов, излучаемых и принимаемых РЛС ограничено (так называемый «импульсный голод»). Существуют жесткие ограничения временного ресурса к скорости обзора зоны обнаружения, поэтому отсутствует возможность просматривать одно направление достаточно длительное время и накапливать азимутальную пачку.

1.5 Выводы по главе 1

В главе 1 получил развитие способ межпериодной обработки сигнала, основанный на проекционном методе доплеровской фильтрации и используемый для селекции движущихся целей.

Показано, что проекционный метод доплеровской фильтрации (1.5) превосходит по своим характеристикам известные квазиоптимальные методы межпериодной фильтрации полезного сигнала на фоне собственного шума и пассивной внешней помехи. Вытекая из оптимального способа (1.3) путем замены в нем априори неизвестной матрицы $\mathbf{M}$ её аппроксимацией. 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 $\mathbf{M}$ и вычислением обратной матрицы $\mathbf{M}^{-1}$.

Показана возможность синтеза групп фильтров с различными зонами режекции, обеспечивающих обнаружение воздушных объектов в заданном диапазоне радиальных скоростей. Использование метода позволяет обеспечить обнаружение сигналов, отражённых от малоскоростных воздушных объектов (с близкими к нулю радиальными скоростями), на фоне интенсивных отражений от местных предметов и подстилающей поверхности с минимальным уменьшением ОСШ. Получены зависимости коэффициентов передачи полезного сигнала от его доплеровского сдвига частоты для

различного количества импульсов в пачке принимаемых отраженных от цели сигналов.

Проведён анализ статистических характеристик разрешения и распознавания полезного сигнала при малых ОСШ при наличии одного мощного источника сигнала-помехи на основе анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы и показана возможность разрешения и распознавания слабого сигнала на фоне сильного детерминированного сигнала с частотами меньшими интервала релейского разрешения.

Приведены результаты натурных экспериментов и показана работоспособность проекционного метода по обнаружению малоскоростных воздушных объектов (в том числе малоразмерных и низколетящих) в сложной сигнально-помеховой обстановке - на фоне местных предметов (в горной местности). Использование проекционного метода доплеровской фильтрации позволяет обеспечить обнаружение сигналов отраженных от малоскоростных воздушных объектов (с радиальными скоростями близкими к нулю) на фоне интенсивных отражений от местных предметов и подстилающей поверхности с минимальными потерями в ОСШ.

ГЛАВА 2 ИССЛЕДОВАНИЯ РАСПОЗНАВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ВТОРИЧНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА СОБСТВЕННЫХ ЧИСЕЛ ВЫБОРОЧНОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ МАТРИЦЫ

Во 2 главе приведены результаты исследований возможности использования методов сверхразрешения для выявления модуляционных признаков вторичного излучения при обнаружении воздушных объектов с винтовым двигателем при малых ракурсных углах наблюдения. Проведен анализ методов сверхразрешения: проекционного метода MUSIC и авторегрессионного метода прямого-обратного линейного предсказания (ПОЛП) для обнаружения спектральных составляющих, обусловленных вращением воздушного винта ЛА. Приведены результаты натурных экспериментов по обнаружению спектральных составляющих, обусловленных вращением воздушного винта ЛА с применением методов MUSIC и ПОЛП. Проведено сравнение доплеровских портретов сигналов, отраженных от различных типов ЛА: винтовых и реактивных. На основе анализа СЧ выборочной КМ проведено численное исследование характеристик разрешения источников сигналов при малых ОСШ при наличии одного мощного источника сигнала для флуктуаций частоты с нормальным и равномерным распределениями. Показано, что метод на основе анализа СЧ выборочной КМ, позволяющий повысить эффективность распознавания радиолокационных сигналов, отраженных от винтовых ЛА, имеющих малую отражающую способность винтов, в том числе в сложной сигнально-помеховой обстановке (например, на фоне местных предметов). Приведены результаты натурных экспериментов по оценке числа внешних источников излучения с использованием интегрального распределения максимального шумового СЧ при заданном уровне ложных тревог. Анализ СЧ выборочной КМ сигналов, отраженных от винтовых ЛА, позволяет выявить большее количество сигнальных СЧ, обусловленных отражением от динамических элементов конструкции цели в отличие от воздушных целей, которые данные

элементы не имеют. Предложено устройство распознавания винтовых ЛА.

Основные результаты, представленные в данной главе, опубликованы в [60, 61, 105, 108, 110, 111].

2.1 Исследования методов спектрального сверхразрешения для выявления признаков вторичной модуляции

Рассмотрим известные и широко применяемые в цифровом спектральном анализе методы сверхразрешения, обладающие высокой разрешающей способностью среди прочих методов: собственноструктурный метод классификации множественных сигналов MUSIC (Multiple Signal Classification) и авторегрессионный метод прямого-обратного линейного предсказания (ПОЛП). Ограничимся кратким анализом двух данных методов как наиболее характерных (по мнению автора) в основных направлениях спектрального сверхразрешения: собственноструктурных (проекционных) методах [64] и регрессионных (авторегрессионных) методах [64, 65]. В рассматриваемой теории термин «спектр» будем понимать в самом общем смысле [66]: как совокупность собственных значений или чисел линейного оператора или матрицы.

2.1.1 Метод классификации множественных сигналов MUSIC

Методы оценивания частоты на основе анализа СЧ автокорреляционной матрицы или соответствующей матрицы данных представляют собой класс спектральных методов, обеспечивающих лучшие характеристики разрешения и оценивания частоты, чем классические методы [64-68]. Ключевой операцией в этих методах является разделение информации, содержащейся в автокорреляционной матрице или матрице данных, на два векторных подпространства – подпространство сигнала и подпространство шума. Такое разделение наиболее эффективно, если есть априорная информация о числе синусоидальных компонент, присутствующих в сигнале, либо СЧ сигнальных векторов больше СЧ шумовых векторов. После выполнения процедуры

разложения матриц по векторам сигнала и шума можно определять различные функции от векторов сигнала и шума для получения оценок частоты, графическое представление которых имеет острые пики на частотах синусоид или других узкополосных компонент. Однако эти оценки, строго говоря, не будут оценками истинной спектральной плотности мощности (СПМ), поскольку интенсивность пиков не пропорциональна мощности синусоид, а их обратное преобразование Фурье не восстанавливает исходную автокорреляционную последовательность, поэтому получаемая с их помощью зависимости уровня сигнала от частоты называется псевдоспектром [64]. Одним из таких методов является собственноструктурный метод MUSIC (Multiple Signal Classification) предназначенный для спектрального анализа сигналов, представляющих собой сумму нескольких синусоид (точнее, в общем случае – нескольких комплексных экспонент) с белым шумом.

Процедуры вычисления спектральной псевдооценки метода MUSIC можно записать в следующем виде [64]

$$P_{MUSIC}(f) = \frac{1}{\mathbf{e}^*(f) \left(\sum_{k=M+1}^{d+1} \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^* \right) \mathbf{e}(f)}, \quad (2.1)$$

где

$$\mathbf{e}(f) = \begin{pmatrix} 1 \\ \exp(j2\pi fT) \\ \vdots \\ \exp(j2\pi fdT) \end{pmatrix}. \quad (2.2)$$

$\mathbf{v}_{M+1}, \dots, \mathbf{v}_{d+1}$ – собственные векторы КМ процесса, соответствующие подпространству шума.

Достоинством метода MUSIC является то, что он учитывает априорно известный характер «жесткой» автокорреляции составляющих сигнала или, что тоже самое, априорную информацию о пространственной или временной их когерентности (известна пространственная или временная структура составляющих сигнала). К недостаткам метода MUSIC можно отнести отсутствие четких алгоритмов определения количества источников излучения,

проблему ложных пеленгов при произвольной структуре антенной решетки и диаграммах направленности ее элементов, а также невозможность учета одновременно пространственной и временной когерентности составляющих эхо-сигнала (невозможность когерентного пространственно-временного накопления эхо-сигнала). Последний факт, в случае, когда эхо-сигнал сформирован вторичным излучением нескольких источников и имеет когерентные и по времени, и по пространству составляющие, свидетельствует о неизбежных потерях в ОСШ, следовательно, и в качестве оценивания по сравнению с методами, полностью учитывающими пространственно-временную структуру эхо-сигнала [64].

2.1.2 Метод прямого-обратного линейного предсказания (ПОЛП)

При практических измерениях автокорреляционная последовательность исследуемого случайного процесса обычно неизвестна, поэтому разработано большое количество методов нахождения авторегрессии (АР) спектральной плотности мощности по имеющимся отсчетам данных [64, 65]. Все эти методы разделяют на два класса: алгоритмы для обработки блоков данных и алгоритмы для обработки последовательных данных. Рассмотрим метод, предназначенный для обработки целых блоков накопленных отсчетов данных некоторого фиксированного объема.

Среди целого ряда методов АР анализа, отличающихся в основном способом получения оценки КМ высокими характеристиками среди этих методов обладает так называемый метод прямого-обратного линейного предсказания (ПОЛП) [64, 65]. Метод ПОЛП (или модифицированный ковариационный метод) предполагают вычисление коэффициентов линейного предсказания по критерию наименьших квадратов.

Спектральная плотность мощности АР процесса метода ПОЛП определяется следующим выражением [64]

$$P_{\text{ПОЛП}}(f) = \frac{2\rho_p^{fb}}{\left|1 + \sum_{k=1}^p a[k]e^{-j2\pi f k T}\right|^2}, \quad (2.3)$$

где $\rho_p^{fb} = \frac{1}{2} \left[\sum_{n=p+1}^N |e_p^f[n]|^2 + \sum_{n=p+1}^N |e_p^b[n]|^2 \right]$ – среднее значение квадратов ошибок предсказания вперед и назад, а ошибки e_p^f и e_p^b определяются следующими выражениями.

Ошибка линейного предсказания вперед

$$e_p^f[n] = y[n] - \hat{y}^f[n] = y[n] + \sum_{k=1}^p a_p^f[k] y[n-k]. \quad (2.4)$$

где $a_p^f[k]$ — коэффициенты линейного предсказания вперед порядка p .

Для стационарного случайного процесса АР коэффициенты линейного предсказания вперед и назад представляют собой комплексно-сопряженные величины, поэтому ошибку линейного предсказания назад можно записать в следующем виде

$$e_p^b[n] = y[n-p] + \sum_{k=1}^p a_p^{f*}[k] y[n-p+k], \quad (2.5)$$

Суммарный результат такой процедуры должен улучшать оценку АР параметров. Поскольку оба направления предсказания обеспечивают получение одинаковой статистической информации, представляется целесообразным объединить статистики ошибок линейного предсказания вперед и назад, с тем, чтобы получить большее число точек, в которых определяются ошибки.

В работе [65] предложена модификация метода ПОЛП, которая заключается в выражении вектора $\mathbf{P}$ параметров фильтра предсказания с помощью разложения КМ $\mathbf{M}$ по собственным векторам и значениям

$$\mathbf{P} = \sum_{i=1}^g \frac{u_i^* r}{\lambda_i} u_i \quad (2.6)$$

где $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \lambda_L$ – СЧ матрицы $\mathbf{M}$, u – соответствующие собственные векторы, а g равно рангу матрицы $\mathbf{M}$. Собственные векторы матрицы $\mathbf{M}$ из сигнального пространства, т.е. те векторы, которые соответствуют большим и обычно заметно отличающимся (по величине) СЧ λ_i , $i=1,2,\dots,M$, как правило, почти не отклоняются от своих направлений в отсутствии помех. В то же время остальные $L-M$ собственных векторов матрицы $\mathbf{M}$, соответствующих первоначально (в случае отсутствия помех) нулевым СЧ, в зависимости от характера помех могут резко менять направления. Эти собственные векторы шумового подпространства дают значительные вклады в вектор $\mathbf{P}$ вдоль своих направлений, поскольку они входят в выражение с коэффициентами, равными обратным величинам обычно малых СЧ λ_{M+1} , $\lambda_{M+2}, \dots, \lambda_p$. Это приводит к значительным флуктуациям параметров фильтра предсказания $\mathbf{P}$. Указанные эффекты сильнее всего проявляются при больших значениях L и при низком ОСШ.

Достоинством метода ПОЛП являются:

- высокая разрешающая способность при анализе коротких сигналов;
- возможность оценки частот для сигнала, представляющего собой сумму «чистых» синусоид;
- отсутствие расщепления спектральных пиков.

Недостатками метода являются:

- положения спектральных пиков в некоторой степени зависят от начальных фаз синусоид;
- рассчитанный формирующий фильтр может оказаться неустойчивым;
- при анализе суммы синусоид с шумом получаются слегка смещенные спектральные пики.

К общим недостаткам методов MUSIC и ПОЛП можно отнести процедуру накопления сигнала. Перечисленные методы оперируют с КМ данных, получаемыми из входных выборок сигнала. КМ формируются при

помощи операций перемножения и суммирования измеренных параметров сигнала, что является некоторой формой накопления сигнала. Но накопление сигнала в элементах КМ не является ни классическим когерентным, ни некогерентным, для которых известны закономерности поведения ОСШ. За счет перемножения сигнальных и шумовых составляющих в элементах КМ наблюдается образование мультипликативных помех, что может вызвать дополнительные трудности при обработке сигналов. Так в работе [104] указано, что по степени накопления ОСШ способ формирования КМ данных существенно проигрывает способу когерентного накопления сигнала; потери в 6...9 дБ в реальных ситуациях, когда приходится работать со слабыми сигналами, могут привести к невозможности измерения параметров сигналов.

2.1.3 Математическая модель радиолокационных сигналов, отраженных от летательного аппарата класса «Самолет с винтовым двигателем» [60, 61, 105]

Прием радиолокационного сигнала всегда происходит на фоне помех и поэтому выделение полезной информации подчиняется законам математической статистики, а при решении задачи синтеза и анализа радиолокационного распознавания необходимо заменить реальные сигналы некоторой математической моделью.

Особенности вторичной модуляции отраженных сигналов определяются разницей в геометрии вращающейся структуры (радиус, число и размеры лопастей или лопаток, углы установки и крутки лопастей, характер изменения ширины лопасти по ее длине, наличие или отсутствие экранирующих вращающуюся структуру элементов конструкции и т.п.), а также частотой вращения и ракурсом наблюдения ЛА.

Временная зависимость комплексной амплитуды сигнала, отражённого от отдельной вращающейся многолопастной структуры при гармоническом зондировании описывается известным выражением [41]:

$$S_B(t) = \sum_{k=1}^{N_L} \sqrt{\sigma\left(t - \frac{k}{N_L F_{rot}}, \Theta\right)} \exp\left\{-i \frac{4\pi}{\lambda} R \sin \Theta \cos\left(\left[2\pi F_{rot} \left(t - \frac{k}{N_L F_{rot}}\right)\right]\right)\right\}, (2.7)$$

где k – номер лопасти, $\sigma(t, \theta)$ –ЭПР лопасти как функция времени и ракурса наблюдения θ , отсчитываемого от оси вращения, N_L – число лопастей динамической структуры.

Данный сигнал является результатом приема диаграммой направленности радиолокатора вращающейся многолепестковой диаграммы вторичного рассеяния лопастной структуры и представляет собой последовательность импульсов.

Модуляционный спектр (рисунок 2.1) модели сигнала (2.7) отличается от модели спектра сигнала одной лопасти тем, что в спектре остаются только те составляющие, номер которых кратен числу лопастей N_L , а остальные спектральные составляющие равны нулю. Кроме того, амплитуды составляющих увеличиваются пропорционально числу лопастей воздушных винтов.

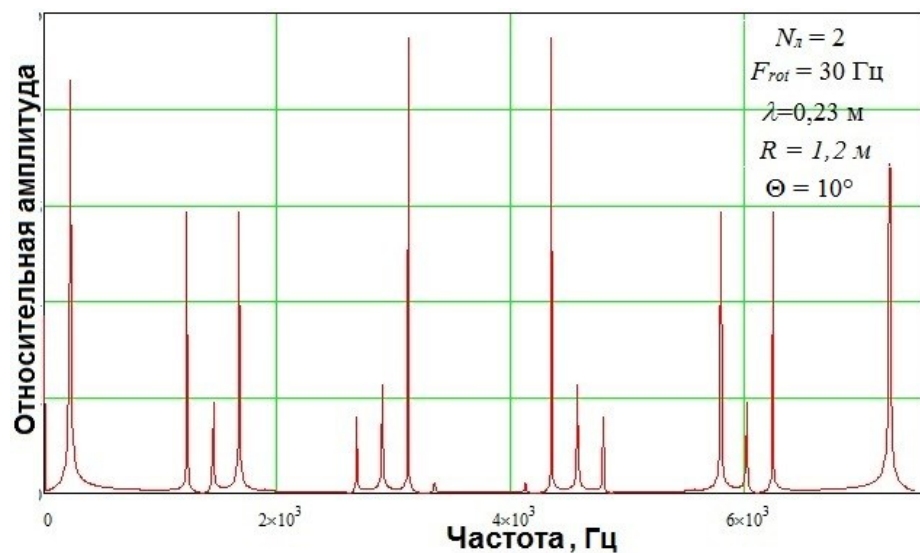


Рисунок 2.1 – Модуляционный спектр сигнала, отраженного от самолета с винтовым двигателем

В общем случае период модуляции определяется количеством лопастей и частотой вращения F_{rot} , а фаза смещена в зависимости от того, от какой (наступающей или отступающей) лопасти получен сигнал. В этом случае реализация на выходе канала спектральной обработки представляется в виде

множества спектральных компонент, параметры которых определяются параметрами периодической последовательности принимаемых импульсов и длительностью интервала когерентной обработки. Таким образом, слагаемые (2.7) характеризуют гармонические колебания с амплитудной и фазовой модуляцией. Их сумма является периодической функцией времени с периодом $1/N_{\text{л}}F_{\text{rot}}$, а ее спектр содержит спектральные составляющие, следующие через интервалы $N_{\text{л}}F_{\text{rot}}$. При этом, отличительной особенностью воздушных винтов самолетов и несущих винтов вертолета является условие ограничения концевой скорости вращения лопастей величиной скорости звука на высоте полета, что ограничивает ширину модуляционного спектра. При четном числе лопастей импульсы в областях «отрицательных» и «положительных» частот возникают одновременно, а при нечетном – следуют поочередно с интервалом длительностью $T_u = 1/(2N_{\text{л}}F_{\text{rot}})$.

В работах [41-45] исследование электродинамических моделей вращающихся структур винтовых двигателей ЛА разных классов показало, что увеличение числа лопастей винта приводит к прореживанию спектра вторичной модуляции отраженного сигнала и увеличению амплитуд оставшихся гармоник. При этом, области частот, занимаемые спектральными составляющими вторичной модуляции, симметричны относительно планерной спектральной составляющей и ограничены по частоте «снизу» и «сверху» величиной, пропорциональной радиальной составляющей скорости вращения, соответственно, начала и конца лопасти.

Составляющие спектра, обусловленные отражением от лопастей винта воздушного объекта класса «Самолет с винтовым двигателем», располагаются по обе стороны планерной составляющей на частотах, значения которых относительно доплеровского сдвига частоты $F_{\text{пл}}$ планерной составляющей корпуса ЛА являются элементами вектора

$$\mu = \{\mu_l\}_{l=-l_{\text{max}}}^{l=l_{\text{max}}}, \quad (2.8)$$

где

$$\mu_l = F_{\text{пл}} + lF_{\text{от}}, \quad (2.9)$$

$F_{от} = N_{л}F_{rot}$ – частота основного фона составляющих доплеровского портрета винтового самолета, $F_{пл} = 2V_{пл,r}/\lambda$, l принимает значения из диапазона $l = \overline{-l_{max}, l_{max}}$. Значения l_{max} определяются выражением

$$l_{max} = \text{int} \left\langle \frac{4\pi R}{\lambda N_{л}} \right\rangle \quad (2.10)$$

$\text{int}\langle * \rangle$ – функция выделения целой части. Вектор μ в (2.18) имеет размерность

$$I = 2l_{max} + 1 \quad (2.11)$$

и представляет собой совокупность гауссовских величин $\mu_l \sim N\langle \bar{\mu}_l, \sigma_l^2 \rangle$, средние значения которых $\bar{\mu}_l = F_{пл ист} + lF_{от ист}$ определяются истинными значениями радиальной скорости объекта и частоты вращения ротора двигателя $F_{пл ист} = 2V_{пл,r ист}/\lambda$ и $F_{от ист} = N_{л}F_{rot ист}$, а дисперсии $-\sigma_l^2 = \sigma_{F_{пл}}^2 + l^2\sigma_{F_{от}}^2$, где $\sigma_{F_{от}}^2 = N_{л}^2\sigma_{F_{rot}}^2$.

Частота основного тона пропеллерного самолета $F_{от}$ также определяет периодичность в структуре спектра отраженного сигнала и согласно данным таблицы 1 она равна десяткам герц и принимает значения из диапазона частот, характерного для воздушной цели класса «самолет с ВД»: $F_{от} \in [12, 240]$ Гц.

Спектральные составляющие сигнала, отраженного от воздушного объекта класса «самолет с ВД», при длительном когерентном накоплении сигнала ($T_{кн} = \sim 50$ мс) не коррелированы между собой. Поэтому с достаточной для практических приложений такой сигнал можно представить суммой I (2.11) независимых гармоник с доплеровскими сдвигами частоты, определяемые (2.8) – (2.11).

Таблица 1

Класс воздушной цели	Радиус структуры, R, м	Количество лопастей, N	Частота вращения, F_{rot} , Гц	Скорость ЛА, V_{max} , км/ч
Самолет с ВД	1,2 -5	2 - 8	6 - 32	300

Таким образом, с учетом (2.9) и (2.10) модель сигнала, отраженного от винтового самолета, имеет вид

$$U_{\text{отр}}(t) = \sum_{l=-l_{\max}}^{l_{\max}} A_l(t) \exp[-i2\pi(f_0 + F_{\text{пл}} + lF_{\text{от}}(t))t + i\varphi_{0l}] + n(t), \quad (2.12)$$

где $A_l(t)$ и φ_{0l} – закон амплитудной модуляции и начальная фаза l -й гармоники составляющей сигнала, $n(t) \sim N\langle 0, \sigma_n^2 \rangle$ – белый гауссовский шум с нулевым средним и спектральной плотностью мощности $\sigma_n^2 = N_0/2$. Начальные фазы гармонических составляющих распределены равномерно в интервале $[0, 2\pi]$, а их амплитуды $A_l = \max A_l(t)$ – по обобщенному закону Рэлея – Райса [106].

Для оценки характеристик разрешения методов спектрального анализа необходимо использовать некоторую математическую модель сигнала, которая была бы наиболее близка к наблюдаемой реализации эхо-сигнала. В отношении данной модели можно оценить потенциальные характеристики разрешения, устойчивость, работоспособность при малых ОСШ для методов сверхразрешения.

Модель (2.7) позволяет исследовать основные закономерности, проявляющиеся при отражении радиолокационного сигнала от воздушного винта и провести их обобщения на характер отражения от динамических структур различной конфигурации. Однако эта модель не позволяет учесть существенную зависимость ЭПР лопастей от ракурса их наблюдения, величин углов крутки и геометрических размеров, а также неидентичность лопастей, нестабильность частоты их вращения и ряд других случайных факторов. Обобщенная модель сигнала, отраженного от винтового самолета (2.12), носит общие закономерности амплитудной модуляции, частот l -ых гармонических составляющих и их начальных фаз. Однако данную модель можно несколько упростить, основываясь на результатах анализа данных летных экспериментальных исследований [60, 61, 105]. Так в спектре сигнала, отраженного от двухлопастного легкомоторного самолета Як-52, отчетливо наблюдаются планерная составляющая и относительно ее две спектральные составляющие от набегающей и отступающей лопасти соответственно.

Поэтому, если представить отраженный от винтового ЛА сигнал в виде простой совокупности двух составляющих

$$S = S_{пл} + S_{\varepsilon}, \quad (2.13)$$

где $S_{пл}$ – сигнал, отраженный от планера ЛА, S_{ε} – сигналы, отраженного от лопастей винта. Взяв нулевые начальные фазы и перейдя в область доплеровских частот, можно получить следующее соотношение

$$S(k) = A_{пл} \exp\{-i2\pi F_{пл} T k\} + A_{\varepsilon} \exp\{-i2\pi(F_{пл} \pm \Delta F) T k\} + n(k), \quad (2.14)$$

где $A_{пл}$ и A_{ε} – амплитуды гармонических составляющих планера и винтов соответственно, $F_{пл}$ – доплеровский сдвиг частоты планерной составляющей корпуса ЛА, ΔF – величина доплеровского сдвига частоты сигнала от винта, относительно планерной, T – период зондирования (дискретизации), $n(k) \sim N\langle 0, \sigma_0^2 \rangle$ – аддитивный белый гауссовский шум с нулевым средним и спектральной плотностью мощности $\sigma_0^2 = N_0/2$.

2.1.4 Результаты численного моделирования

Оценка возможности использования методов спектрального сверхразрешения проводилась с помощью имитационного компьютерного моделирования. Использовалась выборка данных, состоящая из $N=256$ комплексных отсчетов, выбираемых с тактом $T = 130$ мкс. Максимальное достижимое частотное разрешение по критерию Релея составляет величину порядка $(1/NT) = 30$ Гц [64, 66]. Доплеровский частотный интервал между гармоническими составляющими ΔF выбирался меньше интервала, определяемого критерием Релея, и был равен $\Delta F = 25$ и 20 Гц, центральная доплеровская частота $F_{пл} = 400$ Гц. Отношение амплитуд $A_{пл}/A_{\varepsilon}$ бралось на основе анализа данных летных экспериментальных исследований. Анализ показал, что среднее максимальное отношение амплитуд, при котором еще наблюдается эффект пропеллерной модуляции равно 7-8.

Оценка эффективности разрешения для метода ПОЛП производилась при 3-х значения порядка предсказания: $p = 70; 90; 110$, при этом размер оценочной КМ определяется параметром p . В методе MUSIC размер сигнального подпространства s и размер оценочной КМ d выбирался исходя

из эмпирических соображений: при $s = 5$ и $d = 125$ оценки спектра имели лучшие характеристики.

Математическое моделирование проводилось при различных ОСШ и параметрах моделей, при этом для каждого значения параметров использовалось 100 независимых реализаций. Считается, что спектральные пики разрешены, если провал между ними составляет величину не менее 3 дБ [64]. Так, к примеру, на Рисунке 2.2. получены спектральные оценки сигнала с шумом при ОСШ = 34 дБ и $\Delta F = 25$ Гц,

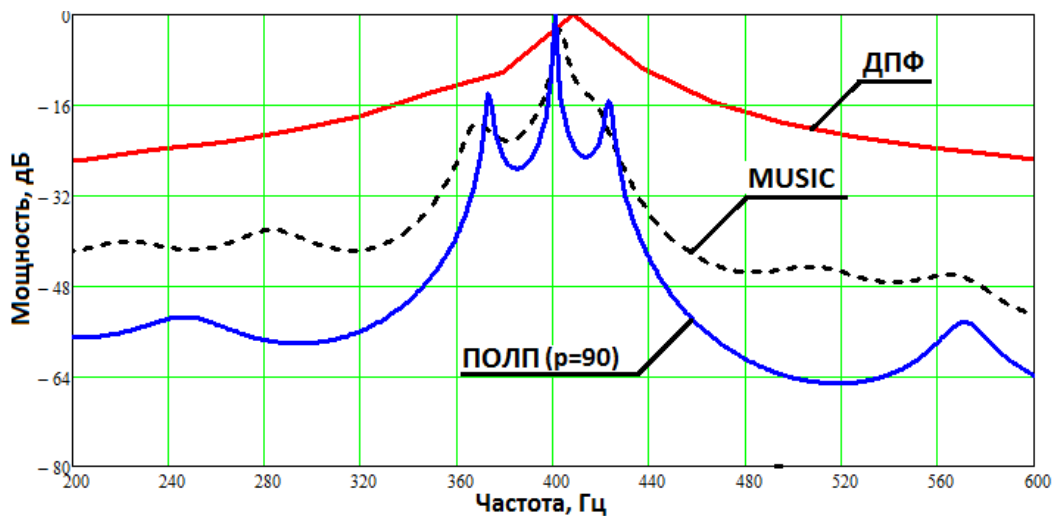


Рисунок 2.2 – Спектральные оценки для сигнала с винтовыми составляющими

Как видно из Рисунка 4.8. метод ПОЛП разрешает все 3 компоненты составляющих сигнала, метод MUSIC способен разрешить лишь одну слабую компоненту на фоне мощной планерной. Процедура оценки спектра, основанная на ДПФ, выделяет только одну спектральную компоненту от планера ЛА и не способна при этом обнаружить дополнительные, обусловленные вторичной модуляцией.

Проведем сравнение эффективности оценки параметров методами ПОЛП и модифицированного ПОЛП [65]. В качестве критерия эффективности возьмем нижнюю границу дисперсии несмещенной оценки доплеровского сдвига частоты, вычисленного для данного сигнала и параметров шума (границу Крамера-Рао, которая, как правило, используется в качестве первоначального критерия при определении возможностей того или иного метода

измерений). В качестве критерия эффективности применим оценку доплеровского сдвига частоты, полученную на основе метода максимального правдоподобия (ММП), которая вычисляется с помощью метода наименьших квадратов [65].

Неравенство Крамера-Рао для нижней границы КМ ошибок несмещенных оценок имеет вид [107]

$$\mathbf{M} \geq \mathbf{J}^{-1} \quad (2.15)$$

где $\mathbf{J}_{i,j} = -\mathbf{M} \left\{ \frac{\partial^2 \ln P(\mathbf{X}|\mathbf{S})}{\partial S_i \partial S_j} \right\}$ – информационная матрица Фишера.

$P(\mathbf{X}|\mathbf{S})$ – плотность совместного распределения вероятности $\mathbf{X}$ при заданном значении $\mathbf{S}$, $\mathbf{M}\{\dots\}$ – математическое ожидание.

Моделирование проводилось для выборки $N=40$ и значений ОСШ в интервале $0 \div 40$ дБ. Для моделирования использовались 1000 независимых реализаций.

Как видно из рисунка 2.3, в модифицированном методе ПОЛП благодаря отсутствию собственных векторов шумового подпространства наблюдается более высокая точность измерения при ОСШ меньше 15 дБ, чем в обычном методе ПОЛП.

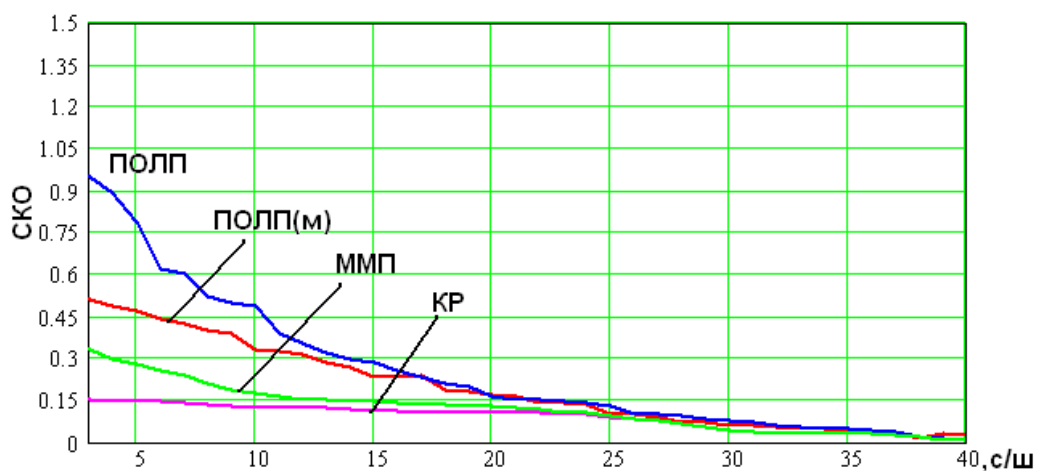


Рисунок 2.3 – Характеристики оценок

Метод ПОЛП обеспечивает точность оценок доплеровского сдвига частоты, близкую к пределу Крамера-Рао, при ОСШ ≥ 20 дБ, а метод

максимального правдоподобия при $ОСШ \geq 10$ дБ. т.е. метод прямого-обратного линейного предсказания по своему порогу уступает методу максимального правдоподобия на ≈ 10 дБ.

2.1.5 Оценка вычислительных затрат

Для практического применения и внедрения алгоритма оценки спектральных характеристик сигналов в аппаратуру станций радиотехнического мониторинга важна оценка вычислительной сложности. Поэтому качественная сравнительная характеристика методов в зависимости от уровня вычислительных затрат при реализации их на «железе» является важнейшим аспектом.

Оценим вычислительную сложность каждого из методов. Вычислительная сложность метода ПОЛП определяется размером блока данных N и порядком модели p [64] и равна $(N \cdot p + 6p^2) \cdot L$ операций, где L – число точек, в которых вычисляется спектральная характеристика. Для вычисления значения частоты в одной точке потребуется примерно 72 тыс. операций при $N = 256$ и $p = 90$.

Объем вычислительных затрат для проекционного метода MUSIC определяется размером d оценочной КМ $\mathbf{M}_d$ и пропорционален значению $L \cdot d^3$. При величине $d = 41$ вычислительная сложность метода MUSIC сопоставима с ПОЛП. Сравнительная оценка методов, при заданном уровне вычислительных затрат, показала, что наилучшей характеристикой разрешающей способностью по частоте обладает метод ПОЛП (рисунок 2.4).

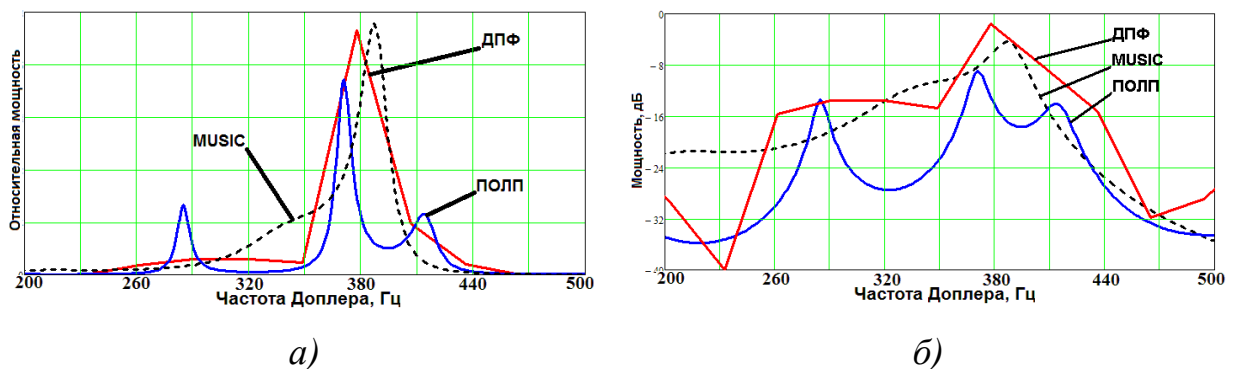


Рисунок 2.4 – Характеристики разрешения при одинаковом уровне вычислительных затрат

Метод MUSIC приближается к характеристикам метода ПОЛП при значительном увеличении вычислительных операций (увеличение размера оценочной КМ $\mathbf{M}_d$). При величине d близкой к значениям 125 разрешающая способность метода MUSIC сопоставима с ПОЛП (рисунок 2.5), однако, для вычисления спектральной характеристики в одной точке потребуется примерно 2 млн. операций.

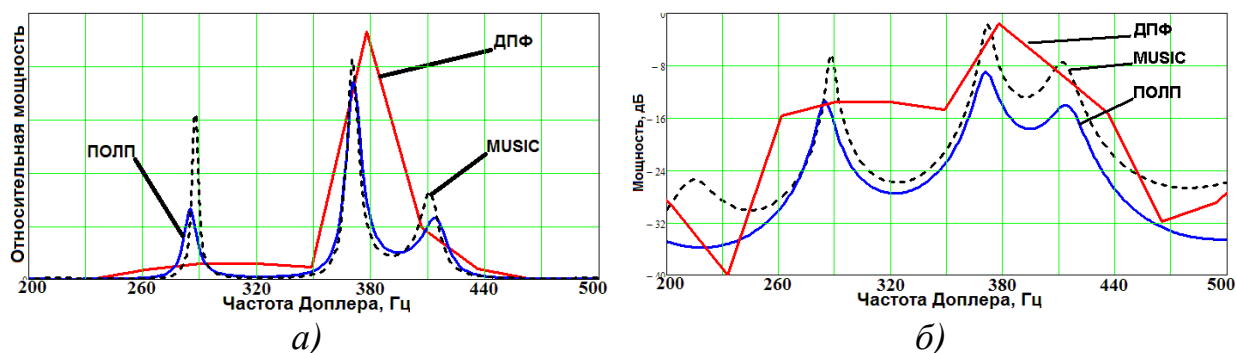


Рисунок 2.5 – Характеристики разрешения

Таким образом, для получения заданной спектральной характеристики, наиболее быстродействующим из предложенных является алгоритм по методу ПОЛП. При этом вычислительная сложность алгоритма расчета спектральной характеристики по методу MUSIC превышает алгоритм по методу ПОЛП почти в 30 раз.

2.1.6 Синтез системы распознавания винтовых летательных аппаратов на основе методов сверхразрешения

Проведем синтез системы распознавания винтовых ЛА на основе АР метода ПОЛП (Рисунок 2.6) [108].

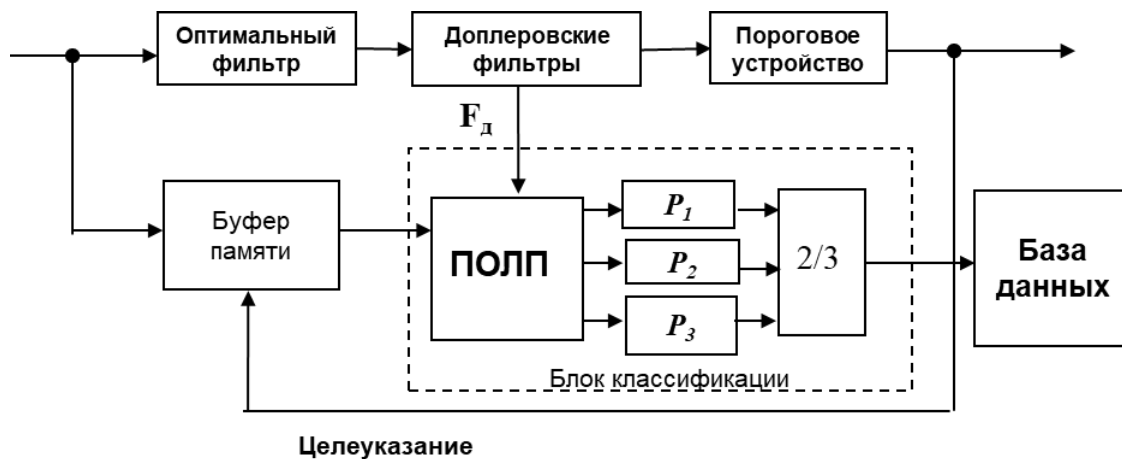


Рисунок 2.6 - Структурная схема системы распознавания ЛА

Система содержит оптимальный фильтр (ОФ), блок доплеровских фильтров (ДФ), пороговое устройство (ПУ), буфер памяти, блок классификации и блок базы данных. Блок классификации содержит блок формирования АР оценки по методу ПОЛП, набор из трех фильтров предсказания (P_1, P_2, P_3) и блок выбора по критерию «два из трех».

С выхода АЦП на оптимальный фильтр (ОФ) и в буфер памяти поступает получаемая от эхосигнала последовательность данных. ОФ выделяет полезный сигнал на фоне шума по критерию максимума ОСШ. В блоке ДФ происходит когерентное накопление азимутальной пачки, определение доплеровских сдвигов частот полезных сигналов. В пороговом устройстве (ПУ) происходит амплитудное детектирование сигнала с последующим формированием порога по критерию Неймана-Пирсона [7, 106].

Блок классификации (идентификации) предназначен для повышения по результатам временной обработки вероятности классификации ЛА с использованием методов спектрального сверхразрешения. При попадании вычисленных в блоке ДФ доплеровских сдвигов частот F_d в расчетный диапазон доплеровских скоростей ЛА блок проводит дополнительную обработку по целеуказанию для выявления признаков вторичной модуляции (в частности, пропеллерной): с буфера памяти считывается массив данных и проводится многоальтернативная проверка наличия нескольких локальных максимумов доплеровских частот сигналов. Проверка происходит с помощью АР метода ПОЛП при трех фильтров предсказания ($p = P_1; P_2; P_3$) с использованием критерия «два из трех».

При выявлении методом ПОЛП дополнительных локальных максимумов хотя бы в двух из трех фильтрах предсказания принимается решения об обнаружении воздушного объекта с вращающимися элементами. Выбор порядков фильтров предсказания $P_1; P_2; P_3$ строится на основе статистических данных и может корректироваться, при этом он должен быть в два раза больше числа синусоидальных колебаний, которые предположительно содержатся в анализируемом сигнале, но не должен

превышать двух третей длины записи данных. В блоке базы данных содержатся эталонные доплеровские портреты по предполагаемым воздушным целям, зависящие от скорости цели и от типа располагающихся на них силовых установках. На основе сравнения полученной методом АР спектрального оценивания и эталонных доплеровских портретов принимается решение о принадлежности обнаруженной воздушной цели к определенному классу: вертолёты (в т.ч. зависшие), а также самолеты, различаемые по типу установленных на них силовых установок: самолеты с турбореактивными (или еще называемые турбовентиляторными) двигателями, самолёты с турбовинтовыми двигателями, самолёты с винтовыми двигателями.

Учитывая достаточную простоту формирования АР оценки, относительно небольшой объем вычислений предлагаемое устройство является высокоэффективным и недорогим средством и может быть реализовано алгоритмически на базе специализированной электронной вычислительной машины в РЛС, обеспечивающих мониторинг воздушной обстановки в случаях, когда классические алгоритмы ограничиваются пределами релейского разрешения.

2.1.7 Результаты натурных экспериментов по исследованию возможности использования методов сверхразрешения для выявления признаков вторичной модуляции

В рамках данного исследования были проведены несколько натурных экспериментов при различных позициях радиолокатора на местности и при разных ракурсных углах полета воздушных целей. В качестве радиолокационных объектов выступали: легкомоторный пропеллерный самолет Як-52 и реактивный самолет, а в качестве регистрирующего локатора – когерентно-импульсная радиолокационная станция кругового обзора дециметрового диапазона волн [37].

Спортивно-тренировочный самолёт Як-52 – это двухместный цельнометаллический моноплан с низкорасположенным свободнонесущим крылом со следующими техническими характеристиками: курсовая скорость

$V_{курс} = 180 \div 250$ км/ч, диаметр винта $D = 2,4$ м, число лопастей воздушного винта $N_l = 2$, максимальная частота вращения винта $F_{rot} = 32$ Гц (1920 об/мин).

Обработка данных проводилась с использованием когерентного накопления азимутального пакета на основе ДПФ. При этом в каждом элементе разрешения по дальности формируется набор из $N = 256$ ДФ. Ширина полосы пропускания каждого ДФ равна $(1/NT) \approx 30$ Гц. Время когерентного накопления пропорционально размеру азимутальной пачки и периоду зондирующего импульса и равно $NT \approx 35$ мс. Этого времени достаточно для получения информативных модуляционных признаков вторичного излучения. В частности, в работах [41, 43, 48] показано, что для РЛС сантиметрового или дециметрового диапазона волн, работающих в когерентном режиме и обеспечивающих частоту повторения импульсов 48 кГц при ширине (длительности) импульса ~ 10 мкс достаточно времени когерентного накопления в интервале $25 \div 50$ мс.

В ходе проведения натурных экспериментов с полетом легкомоторного самолета Як-52 и регистрацией отраженных от самолета сигналов наблюдался эффект пропеллерной модуляции [60, 105]. Всего было обработано около 200 обзоров (экспериментальных выборок сигнала). Данный эффект наблюдался при движении винтового ЛА в направлении на радиолокатор, особенно на малых дальностях и малых высотах. Оно заключалось в следующем: отраженный эхо-сигнал поступал на вход тракта первичной обработки радиолокатора и после обработки на индикаторе кругового обзора появлялось несколько отметок от воздушного объекта (от двух до десяти отметок), обусловленных пропеллерной модуляцией. В среднем, в половине всех обзоров (до 50%), регистрирующих полет самолета Як-52 на встречных курсах, отраженные от ЛА сигналы давали на индикаторе несколько отметок. При этом формируемая диаграммой направленности азимутальная пачка имела изрезанную форму.

Если рассмотреть сигналы на выходе фиксированного ДФ (рисунок 2.7) и азимутальный пакет (рисунок 2.8), то можно отчетливо обнаружить

несколько локальных максимумов. Отношение значений амплитуд локальных максимумов варьируется в диапазоне от 1 до 8, при этом величина отдельного локального максимума может превышать формируемый по критерию Неймана-Пирсона [7, 106] порог обнаружения и выдавать на индикаторе отметку.

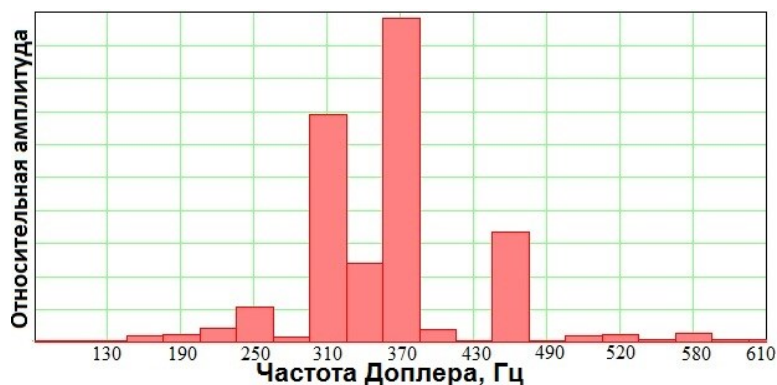


Рисунок 2.7 – Отклики ДФ на эхо-сигнал от самолета Як-52 на встречных курсах

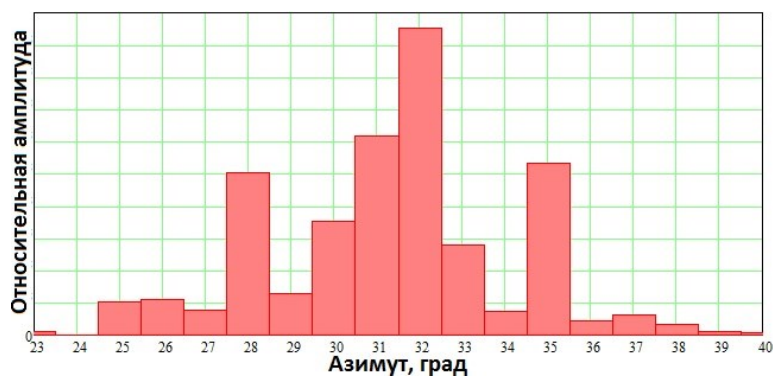


Рисунок 2.8 – Вид азимутальной пачки на эхо-сигнал от самолета Як-52 на встречных курсах

В другой половине всех обзоров (до 50%), регистрирующих полет самолета на встречных курсах, сигнал от воздушного объекта выдавал на индикаторе кругового обзора одну отметку. Однако формируемая при этом азимутальная пачка имела значительно уширение как по азимуту (Рисунок 2.9), так и по доплеровскому сдвигу частоты (Рисунок 2.10) по сравнению с пачками, полученными от удаляющегося от радара ЛА.

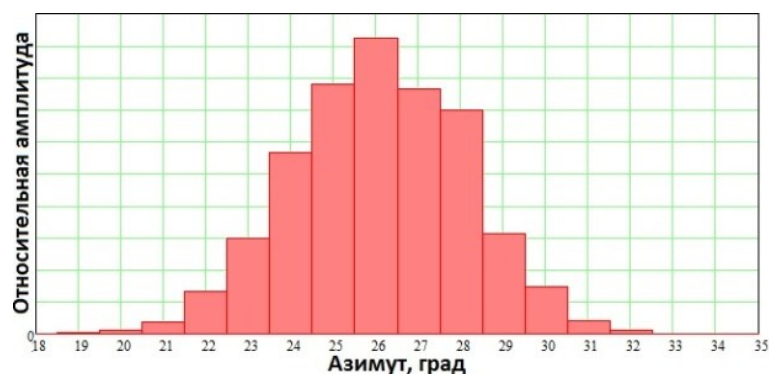


Рисунок 2.9 - Вид «уширенной» азимутальной пачки на эхо-сигнал от самолета Як-52 на встречных курсах

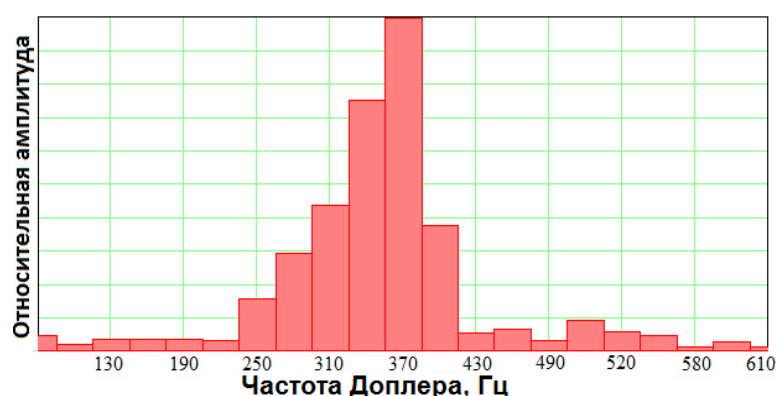


Рисунок 2.10 – «Уширенный» отклик ДФ на эхо-сигнал от самолета Як-52 на встречных курсах

Такое искажение вызвано интерференцией сигналов, отражённых от планера (фюзеляжа) ЛА и быстро вращающегося винта, приводящей к вторичной модуляции. Происходит это следующим образом. Например, на самолёте Як-52 установлен деревянный веслообразный винт диаметром 2,4 м со стальной оковкой по периметру, играющей роль переизлучающей антенны. Если винт находится в вертикальном положении, то вектор скорости вращения направлен горизонтально и его проекция на линию визирования будет отсутствовать лишь для ракурсных углов Θ близких к 0° и 180° . Дополнительно, по мере отклонения винта от вертикального положения монотонно растёт вертикальная составляющая скорости вращения в зависимости от угла места ε , дающая также вклад в проекцию на линию визирования (Рисунок 2.11).

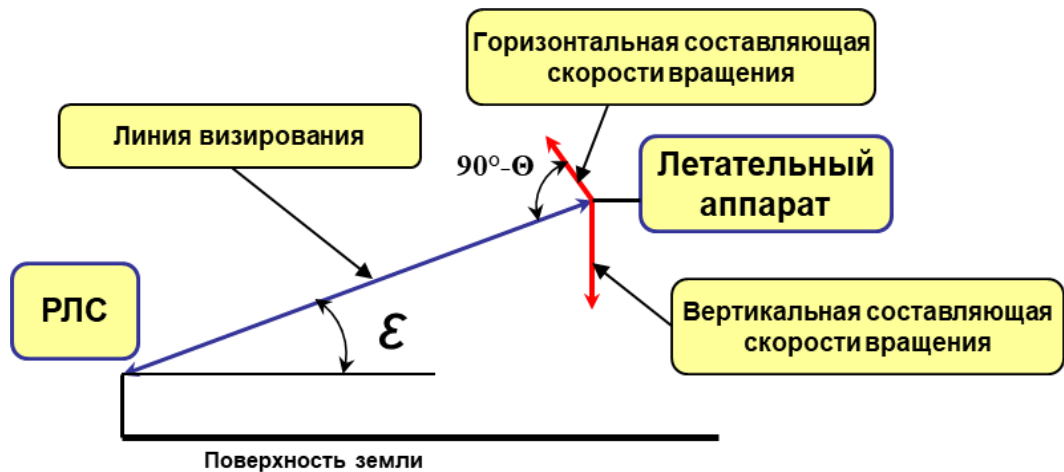


Рисунок 2.11 - К модели эффекта пропеллерной модуляции

Когерентное накопление сигнала происходит за время облучения объекта, равное $T_{\text{кн}} = N \cdot T \approx 35$ мс. За это время воздушный винт прокручивается на $n = T_{\text{кн}} \cdot F_{\text{rot}} \approx 1$ оборот. Таким образом, за данное время вклад в проекцию на линию визирования дают и горизонтальная, и вертикальная составляющие скорости вращения винта.

Ширину модуляционного спектра ограничивает поступательная скорость движения крайних точек винта. Для Як-52 максимальная концевая скорость винта составляет $V_0 \approx 240$ м/с при частоте вращения винта $F_{\text{rot}} \approx 32$ Гц. Соответствующий максимальный доплеровский сдвиг частоты определяется концевой скоростью винта и вычисляется по формуле

$$F_{\text{д}} = \frac{2V_r}{\lambda} \sqrt{\sin^2 \varepsilon + \sin^2 \Theta} = \frac{4\pi}{\lambda} F_{\text{rot}} R \sqrt{\sin^2 \varepsilon + \sin^2 \Theta}, \quad (2.16)$$

где λ – длина волны зондирующего импульса; V_r – радиальная составляющая скорости; $R=1.2$ м – радиус лопасти воздушного винта; ε – угол места объекта; Θ – ракурсный угол. При ракурсных углах $\Theta = 90^\circ$ и 270° и близким к нулю углу места ε поступательная концевая скорость винта соответствует модулю радиальной ($V_0 = |V_r|$). Следовательно, максимальный доплеровский сдвиг частоты сигнала, отраженного от движущегося воздушного винта составляет $F_{\text{д}} \approx \pm 2100$ Гц (при $\lambda=0,23$ м) и расположен относительно «планерной» гармонической составляющей в зависимости от того, от какой (наступающей или отступающей) лопасти получен сигнал.

Полет пропеллерного ЛА происходил при небольших встречных ракурсных углах Θ ($\Theta \sim 0-5^\circ$). Как показал проведенный анализ, локальные максимумы по ДФ отстоят друг от друга на 1-6 фильтров; ширина отдельного фильтра составляет 30 Гц. Соответственно расстояние между максимумами по частоте доходит до 180 Гц, что укладывается по формуле (2.16) в теоретический частотный интервал относительно «планерной» составляющей при небольших ракурсных углах Θ и частот вращения винта F_{rot} .

Таким образом, при обнаружения винтовых ЛА необходимо учитывать эффект пропеллерной модуляции. При этом данный эффект можно рассматривать с разных сторон.

С одной стороны, отраженный сигнал от вращающегося воздушного винта можно рассматривать как помеху, дающую ложные обнаружения. Существует методы борьбы с эффектом пропеллерной модуляции, основанные на использовании весовых окон для сглаживания азимутальной пачки. Однако данный метод вносит дополнительные потери в обработку и не дает возможности классификации ЛА по типу. Предлагаются также методы компенсации пропеллерной модуляции на использовании сигналов малой скважности и оптимального темпа зондирования [50]. Однако это не всегда представляется возможным, поскольку изменение этих параметров повлечет за собой изменение параметров других систем радиолокатора.

С другой стороны, эффект пропеллерной модуляции может служить дополнительным информативным признаком при распознавании воздушных объектов и давать возможность синтезировать алгоритмы обнаружения и классификации целей. Наблюдаемые модуляционные признаки достаточно устойчивы, несут информацию о наличии и типе динамических элементов конструкции объекта и при облучении ЛА протяженными во времени сигналами обеспечивают разрешение соответствующих элементов в спектре доплеровских сдвигов частот. Например, в дециметровом диапазоне длин волн модуляционные составляющие спектра сигнала, отраженного от воздушного объекта класса «Самолет с винтовым двигателем» либо могут отстоять

относительно «планерной» на один и более элемент разрешения (ДФ) по доплеровскому сдвигу частоты, приводящие к ложному обнаружению объекта, либо могут быть сосредоточены в одном или в двух смежных ДФ. Для разрешения спектральных составляющих вторичной модуляции необходимо обеспечить выполнение условия раздельного наблюдения компонент спектра в несмежных ДФ. Максимальное частотное разрешение определяется способом когерентного накопления сигнала, основанном на ДПФ, и ограничивается известным в литературе критерием Релея [66].

В тоже время, современные методы цифрового спектрального анализа (оценивания) – методы сверхразрешения позволяют преодолеть при обработке сигналов указанный релеевский предел, поэтому можно говорить о сверхрелеевском разрешении. Как было отмечено выше, методы сверхразрешения обладают хорошими характеристиками разрешения по частоте, поэтому существует возможность использования данных методов для выявления признаков вторичной модуляции [64-67]. В работе [64] показано, что для синусоидальных сигналов на фоне помех одними из лучших характеристик разрешения сигналов и устойчивости в шумах обладают метод MUSIC, основанный на анализе СЧ и векторов КМ входного сигнала, и метод ПОЛП, основанный на оценке АР модели данных.

На вход первичной обработки радиолокационной информации поступает получаемая от эхосигнала последовательность данных размером $N=256$ комплексных отсчетов, выбираемых с тактом $T = 130$ мкс, которая после взвешивания коэффициентами автоподстройки и пространственной обработки подвергалась анализу с использованием процедуры ДПФ и методов сверхразрешения. В результате обработки ДПФ в частотной области формировался набор из 256 узкополосных фильтров, отстоящих друг от друга с шагом по частоте 30 Гц. Ширина полосы пропускания каждого фильтра также равняется шагу по частоте 30 Гц. К отраженным сигналам были применены методы спектрального оценивания.

Рассмотрим вначале возможности разрешения методов цифрового спектрального анализа для сигналов, в которых наблюдается эффект пропеллерной модуляции. Этот эффект ярко проявляется при ненулевых встречных ракурсных углах ($\theta \sim 1 - 5^\circ$, объект летит «на нас»). Для этого построим спектральные оценки доплеровского сдвига частоты при помощи процедуры ДПФ (рисунок 2.12) и методов сверхразрешения: MUSIC (рисунок 2.13) и ПОЛП (рисунок 2.14). Выберем шкалу по оси мощности в относительных единицах для большей наглядности.



Рисунок 2.12 – Спектральная оценка методом ДПФ

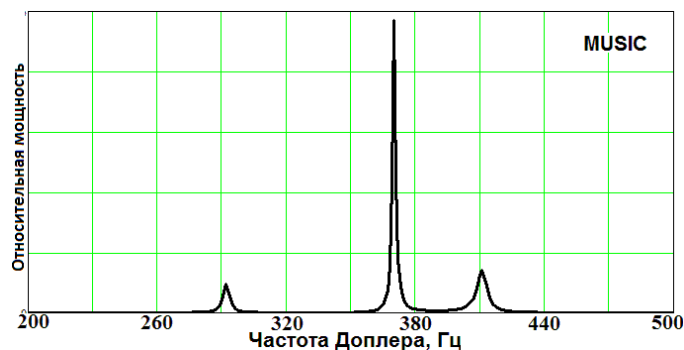


Рисунок 2.13 - Спектральная оценка методом MUSIC

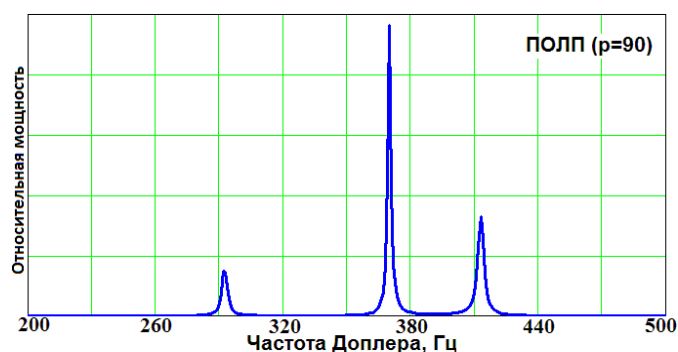


Рисунок 2.14 - Спектральная оценка методом ПОЛП

Видно, что при использовании как методов сверхразрешения, так и классического ДПФ, в отраженном сигнале наблюдаются дополнительные спектральные составляющие, обусловленные поступательным вращением воздушного винта. При этом спектральные пики, полученные сверхразрешающими методами острее, чем пики, полученные с помощью ДПФ, что говорит о более высоком разрешении методов спектрального сверхразрешения по сравнению с классическим.

Можно заметить, что периодическая структура вторичной модуляции подвержена искажениям. В амплитудно-частотном спектре отраженного сигнала это проявляется в нарушении амплитудной и частотной симметрии спектра. Это вызванными не только воздействием шумов, но и другими факторами [44]:

- экранирующим влиянием на винт неподвижных частей фюзеляжа и крыла, вплоть до затенения;
- наличием крутки лопастей по её длине и их сложной конфигурацией;
- оценки спектральных составляющих вторичной модуляции являются смещёнными.

При ракурсных углах близких к $\theta = 180^\circ$ (объект летит «от нас») в расчетной области спектра наблюдения обнаруживается одна единственная спектральная составляющая, обусловленная отражением от планера ЛА. Из-за затенения быстро движущегося винта корпусом планера отражение от него отсутствует. Методы спектрального сверхразрешения также не дают возможности наблюдать дополнительные спектральные составляющие, присущие отражению от воздушного винта (рисунок 2.15.).

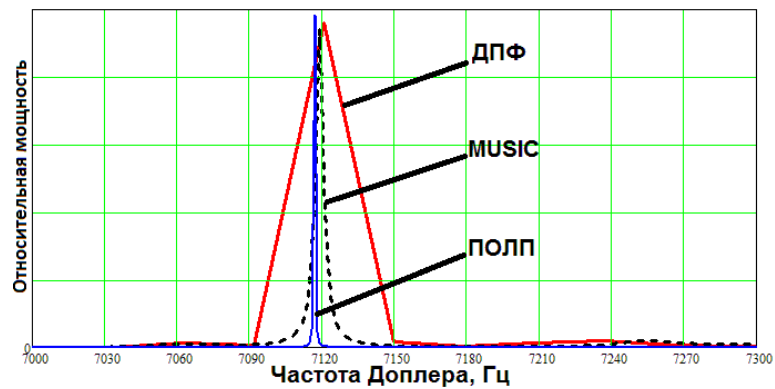


Рисунок 2.15 – Спектральные оценки сигнала при ракурсных углах близких к $\Theta = 180$

Для ракурсных углов, близких к нулевым (объект летит «на нас»), как отмечалось уже выше, примерно в 50% случаев наблюдалось несколько отметок от объекта, в остальных случаях присутствовала единственная отметка. К отраженным сигналам, дающих на индикаторе кругового обзора одну отметку, были применены методы спектрального сверхразрешения. Использование методов спектрального сверхразрешения позволяли наблюдать одну (рисунок 2.16) или две (рисунок 2.17) дополнительных спектральных компонент вторичной модуляции. Как показали исследования, применение методов сверхразрешения позволяла наблюдать пропеллерную модуляцию примерно в 90% отраженных сигналах, отраженных от встречного воздушного объекта [60, 61, 105].

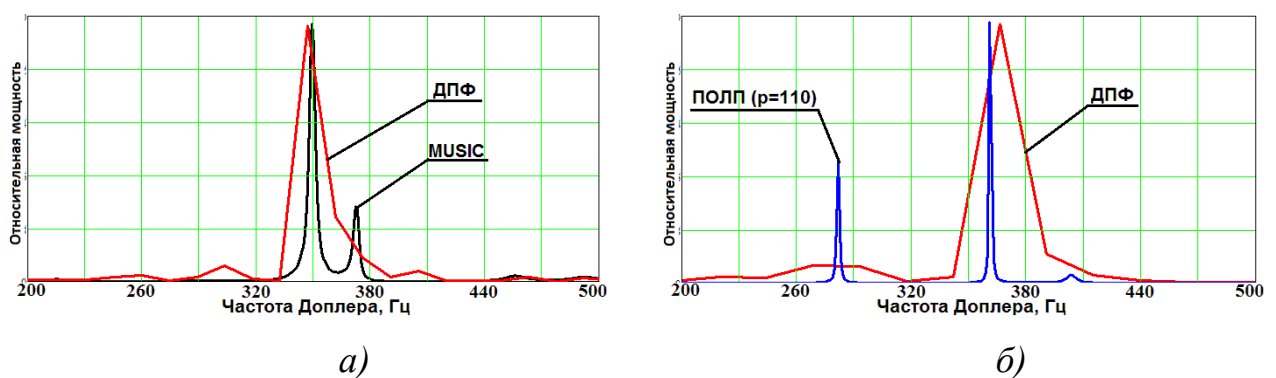


Рисунок 2.16 – Спектральные оценки сигнала при ракурсных углах близких к нулю

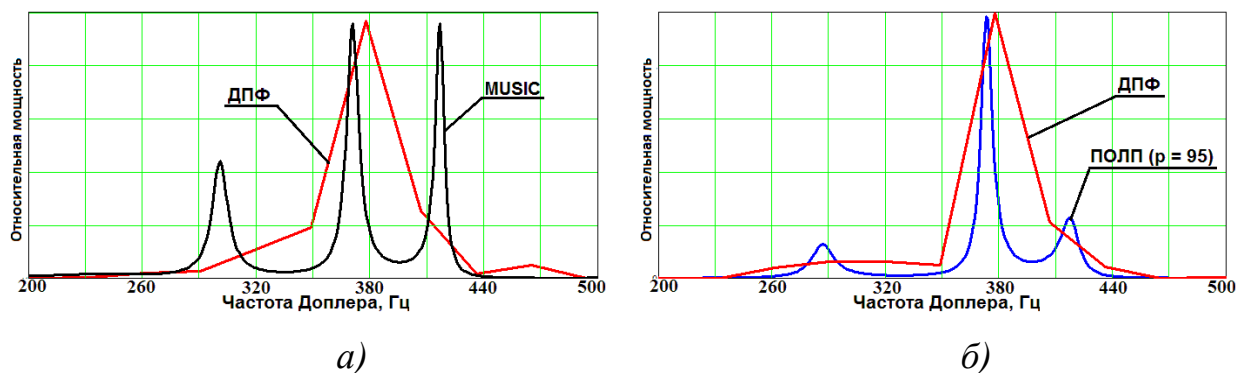


Рисунок 2.17 – Спектральные оценки сигнала при ракурсных углах близких к нулю

Дополнительные спектральные составляющие, наблюдаемые методами сверхразрешения при полете на встречных курсах самолета с винтовым двигателем Як-52 в окрестности мощной гармонике, могут являться ложными спектральными пиками, обусловленные выбором излишне большого порядка в АР модели для метода ПОЛП и большим размером сигнального подпространства для метода MUSIC. Для исключения этого предположения, были обработаны данные натурных экспериментов от полета на встречных курсах реактивного самолета при тех же параметров моделей сверхразрешающих методов (величина фильтра предсказания $p = 90$, размер сигнального подпространства $s = 5$).

Результаты натурных экспериментов представлены на рисунках 2.18–2.23 [108].

На рисунках 2.18–2.20 показаны полученные методами ДПФ, MUSIC и ПОЛП доплеровские спектры радиолокационных сигналов, отраженных от самолета с винтовым двигателем Як-52.

На рисунках 2.21–2.23 показаны полученные методами ДПФ, MUSIC и ПОЛП доплеровские спектры радиолокационных сигналов, отраженных от реактивного самолета.

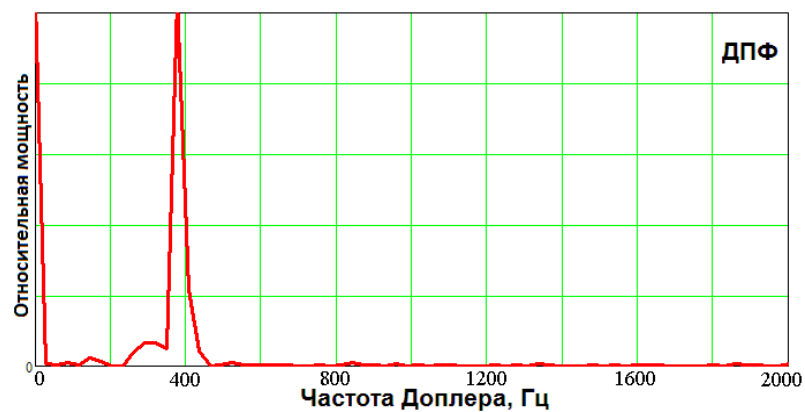


Рисунок 2.18 - Доплеровский спектр радиолокационного сигнала, отраженного от самолета Як-52, полученный методом ДПФ

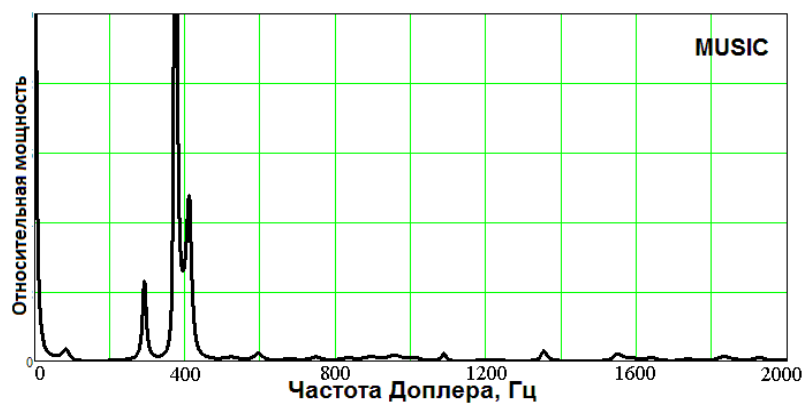


Рисунок 2.19 - Доплеровский спектр радиолокационного сигнала, отраженного от самолета Як-52, полученный методом MUSIC

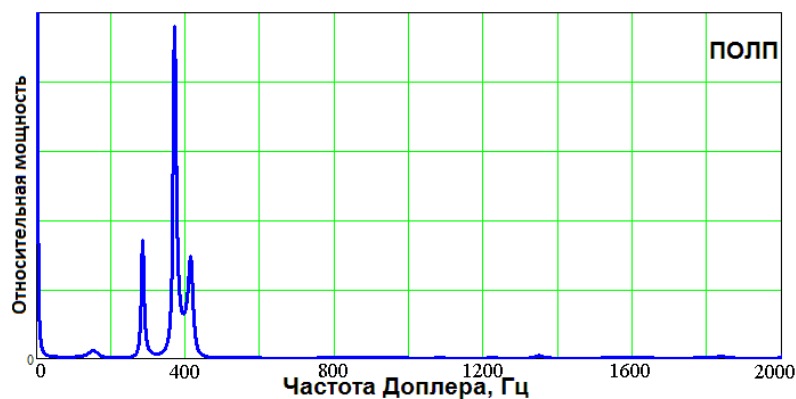


Рисунок 2.20 - Доплеровский спектр радиолокационного сигнала, отраженного от самолета Як-52, полученный методом ПОЛП

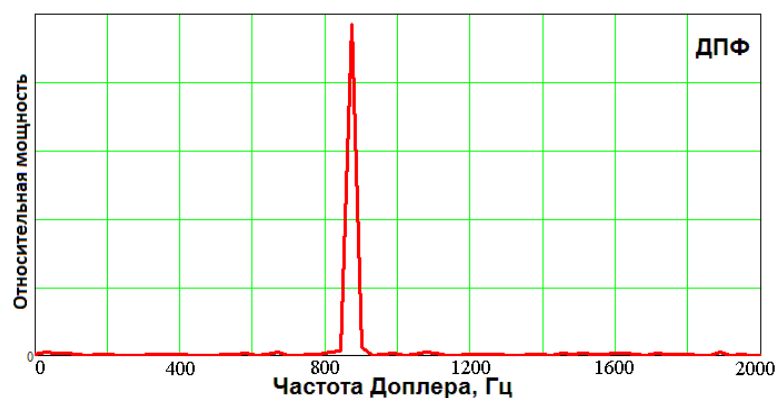


Рисунок 2.21 - Доплеровский спектр радиолокационного сигнала, отраженного от реактивного самолета, полученный методом ДПФ

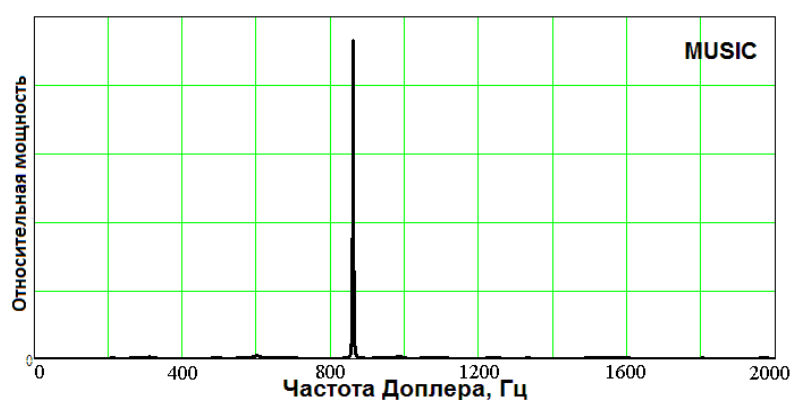


Рисунок 2.22 - Доплеровский спектр радиолокационного сигнала, отраженного от реактивного самолета, полученный методом MUSIC

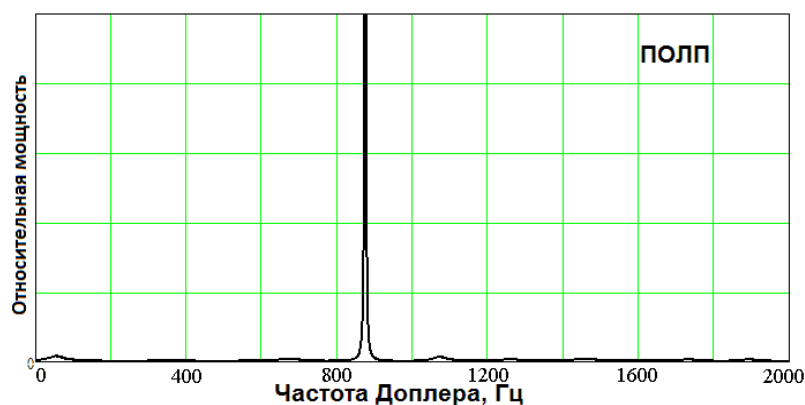


Рисунок 2.23 - Доплеровский радиолокационного спектр сигнала, отраженного от реактивного самолета, полученный методом ПОЛП

Как видно из приведенных выше рисунков 2.18 - 2.23, спектральный анализ сигналов, отраженных от реактивного ЛА не выявил наличие дополнительных гармоник в окрестности мощной спектральной компоненты

в отличие от винтового ЛА – самолета Як-52 . Тем самым, можно утверждать, что получаемые методами сверхразрешения дополнительные спектральные составляющие в сигналах от винтовых ЛА не являются ложными, т.е. являются признаками вторичной пропеллерной модуляции.

Таким образом, по результатам натурных экспериментов можно сделать следующие выводы:

- в ходе проведения ряда натурных экспериментов по выявлению признаков вторичной модуляции (в частности, пропеллерной) при регистрации полетов винтовых ЛА на встречных курсах в дециметровой когерентно-импульсной радиолокационной станции замечено, что в половине всех обзоров от воздушного объекта присутствовало несколько отметок, приводящих к ложному обнаружению. Этот эффект обоснован пропеллерной модуляцией;

- к отраженным сигналам, дающим на индикаторе кругового обзора одну отметку от ЛА, были применены методы спектрального сверхразрешения: MUSIC и ПОЛП. Использование данных методов для сигналов, отраженных от винтового ЛА на встречных курсах, позволяло наблюдать дополнительные спектральные составляющие, обусловленных вращением воздушного винта.

- проведено сравнение доплеровских портретов сигналов, отраженных от винтового и реактивного ЛА. Установлено, что в сигналах, отраженных от реактивного ЛА, эффект вторичной модуляции не наблюдается.

- на основе АР метода ПОЛП синтезирована система классификации ЛА класса «Самолет с винтовым двигателем», которая позволяет повысить вероятность классификации на встречных курсах при ракурсных углах близких к нулевым в среднем с 50% до 90% по сравнению с классическим алгоритмом, основанным на ДПФ.

2.2 Исследования метода анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы сигнала для выявления признаков вторичной модуляции

2.2.1 Исследование характеристик разрешения и распознавания сигналов в сложной сигнально-помеховой обстановке на основе анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы

Известно, что при согласованной фильтрации сигналов ширина функции неопределенности (рассогласования) ограничивает разрешающую способность по какому-либо параметру (например, по угло-поляризационному или по время-частотному) [7]. Методы, основанные на анализе СЧ оценки КМ данных, развивались как методы спектральной обработки сигналов (например, метод сверхразрешения MUSIC).

Реализация методов спектрального сверхразрешения в практических приложениях основаны на модельных представлениях принимаемых сигналов, требующих априорных сведений, например, о числе гармонических колебаний, содержащихся в сигнале. Поэтому число гармонических компонент сигнала должно быть известно или предварительно оценено для определения порядка модели. Оценка числа синусоид может быть получена одним из известных методов: информационный критерий Акаике (AIC), критерий минимальной длины описания Шварца-Риссанена (Minimum Description Lengthy - MDL), называемый также байесовским информационным критерием (Bayesian Information Criterion – BIC), максимума апостериорной вероятности (maximum a posteriori probability–MAP) и т.п. [64, 77-81]. Недостатками, например, критерия Акаике для применения в практических приложениях, работающих в реальном масштабе времени, является наличие некоторого числа примеров обучающей выборки (чего нельзя обеспечить) и трудоемкость проверки критерия.

Также известен метод последовательного сравнения СЧ выборочной КМ с некоторыми порогами [82]. Данный метод основан на том факте, что

количество СЧ точной КМ, превышающих единицу (при единичной мощности собственного шума), равно числу внешних источников сигналов. При этом, статистические характеристики данного метода зависят от распределения максимального «шумового» и минимального «сигнального» СЧ [74,76, 82].

К таким задачам, например, можно отнести разрешение и распознавание источников сигналов на основе анализа СЧ выборочной КМ во временной обработке сигналов в когерентных импульсных радиолокационных системах. Рассмотрим некоторые характерные примеры и модели сигналов.

Проявление так называемого пропеллерного эффекта выражается присутствием в спектре эхосигнала наряду со спектральной составляющей сигнала, отраженного от корпуса ЛА (планерной составляющей) дополнительных спектральных составляющих, отраженных от динамических элементов конструкции цели (винтовые составляющие) [42-52]. При движении винтового ЛА в радиальном направлении к РЛС образуются малые ракурсные углы (близкие к нулевым), доплеровский сдвиг частоты сигнала от винтов, вращающихся в плоскости перпендикулярной линии визирования, будет минимальным. В этом случае обнаружение эффекта пропеллерной модуляции классическими методами спектрального разрешения, основанных на ДПФ, как правило, не всегда представляется возможным. При этом, современные методы цифрового спектрального оценивания, в том числе методы свёрхрелеевого разрешения (собственноструктурные, авторегрессионные), дают возможность наблюдать эффект пропеллерной модуляции и при малых ракурсных углах [61-67, 83, 110]. Однако, на практике могут существовать сигнальные ситуации, когда в спектре эхосигнала отсутствуют ярко выраженные спектральные линии сигналов, отраженных от винтов, а наблюдается континуум спектральных линий, занимающий некоторый диапазон доплеровского сдвига частот, зависящий от максимальной скорости вращения винта и ракурса цели. Данный случай характерен для ЛА с винтами, изготовленных из композитных материалов, и, соответственно, имеющими

низкую отражательную способность (например, для современных БПЛА различных классов) [20-22, 53, 55-59].

Таким образом, задачу распознавания радиолокационных сигналов с пропеллерной модуляцией можно представить как задачу разрешения и распознавания слабого сигнала с флуктуациями частоты на фоне сильного детерминированного сигнала. В работах [70, 71] было показано, что в данном случае энергия сигнала будет перераспределяться между сигнальным и шумовыми СЧ выборочной КМ процесса.

Аналогично с (1.24) выбирается порог λ_i для i -го ($i=2,3,\dots,N$) СЧ λ_N матрицы $\hat{\mathbf{M}}$ при наличии 1-го мощного источника сигнала.

Используя (1.24), были вычислены пороги $\lambda_{лт}$ для вероятности ложной селекции $P_{лт} = 10^{-3}$ для следующих параметров входного сигнала: $N = 5$, $L = 5$. Амплитуда первого сигнала бралась фиксированной и составляла $\nu_1 = 40$ дБ. Мощность собственного шума полагалась $\sigma_{ш}^2 = 1$.

На рисунке 2.24 приведены, полученные методом численного моделирования, характеристики обнаружения (распознавания) слабого сигнала с флуктуациями частоты, распределенными по равномерному закону в интервале ΔF , на фоне сильного детерминированного сигнала (зависимость вероятности правильного разрешения P_D от ОСШ второго сигнала) для различных значений интервала флуктуаций интервале ΔF . Приведены графики характеристик обнаружения (распознавания) полученные сравнением с порогами λ_{ri} 2-го, 3-го, 4-го и 5-го СЧ $\lambda_2 \dots \lambda_5$ выборочной КМ $\hat{\mathbf{M}}$ размерности 5×5 (при $N=5$). Интервалы флуктуаций ΔF , как и в подразделе 1.2.2, брались пропорциональными временной длительности пачки импульсов N .

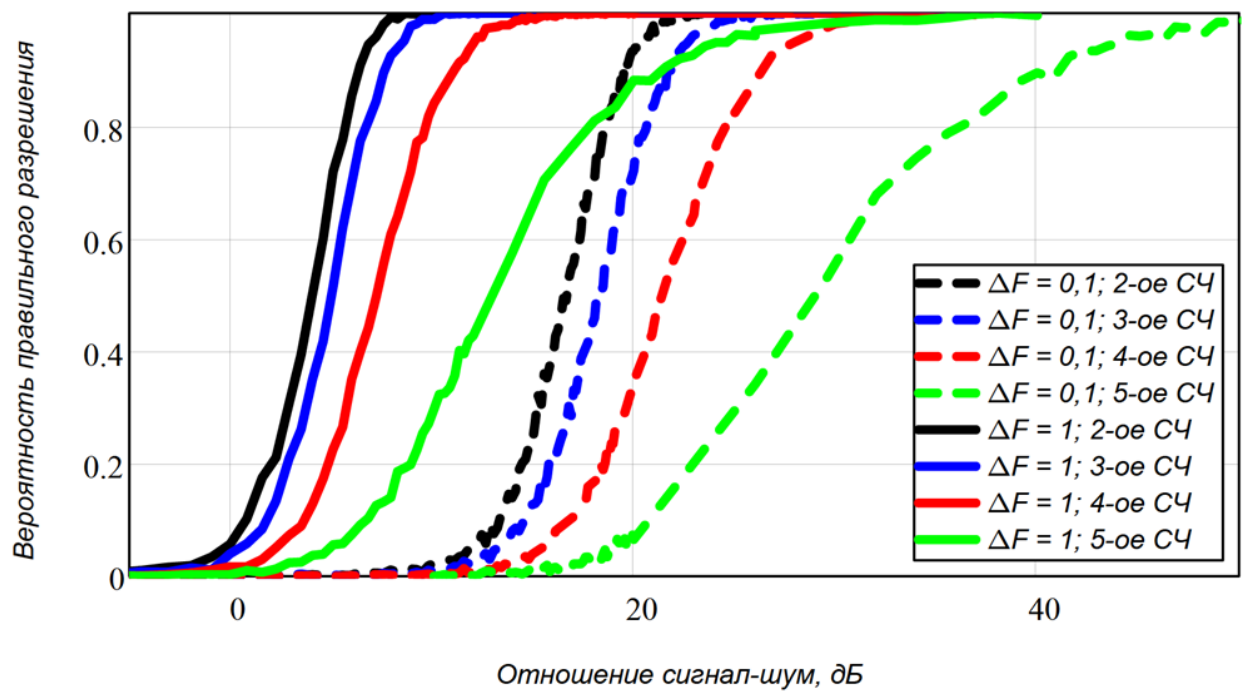


Рисунок 2.24 - Характеристики разрешения с равномерным распределением флуктуаций частоты

Из графиков рисунка 2.24 видно, что с увеличением интервала флуктуаций ΔF ОСШ для разрешения слабого сигнала при заданной вероятности правильного разрешения P_D существенным образом увеличивается при уменьшении интервала частот для всех СЧ (при этом, значение ОСШ для минимального СЧ увеличивается существенно больше по сравнению с другими СЧ). Так при величине $\Delta F = 0.1$ значения порога для минимального СЧ увеличивается до уровня порядка 40дБ, т.е. становится соизмеримым с амплитудой первого сигнала. Также отметим, что при увеличении интервала флуктуаций $\Delta F > 1$ значения характеристик разрешения уже не изменяются.

Для сравнения и анализа полученного результата представляет интерес сравнить характеристики разрешения для модели сигнала (2.17), в которой частота сигнала имеет флуктуации, распределённые по нормальному закону с СКО σ_f . Рассмотрим случай, когда $\sigma_f = \Delta F$ (интервалу равномерного распределения).

На рисунке 2.25 приведены характеристики разрешения для сигнальной ситуации, аналогичной приведённой выше на рисунке 2.24, но с нормальным

распределением флуктуаций частоты. Графики показывают, что при величине СКО $\sigma_f = 0.1$ значения порога для СЧ уменьшается по сравнению с равномерным распределением. Это означает большую степень разброса значений процесса с нормальным распределением, что согласуется с теорией (гауссово распределение имеет максимальную энтропию [96, 128]). Также, можно заметить, что при значениях СКО флуктуаций $\sigma_f = 1$ характеристики разрешения совпадают с характеристиками равномерного распределения флуктуаций частоты.

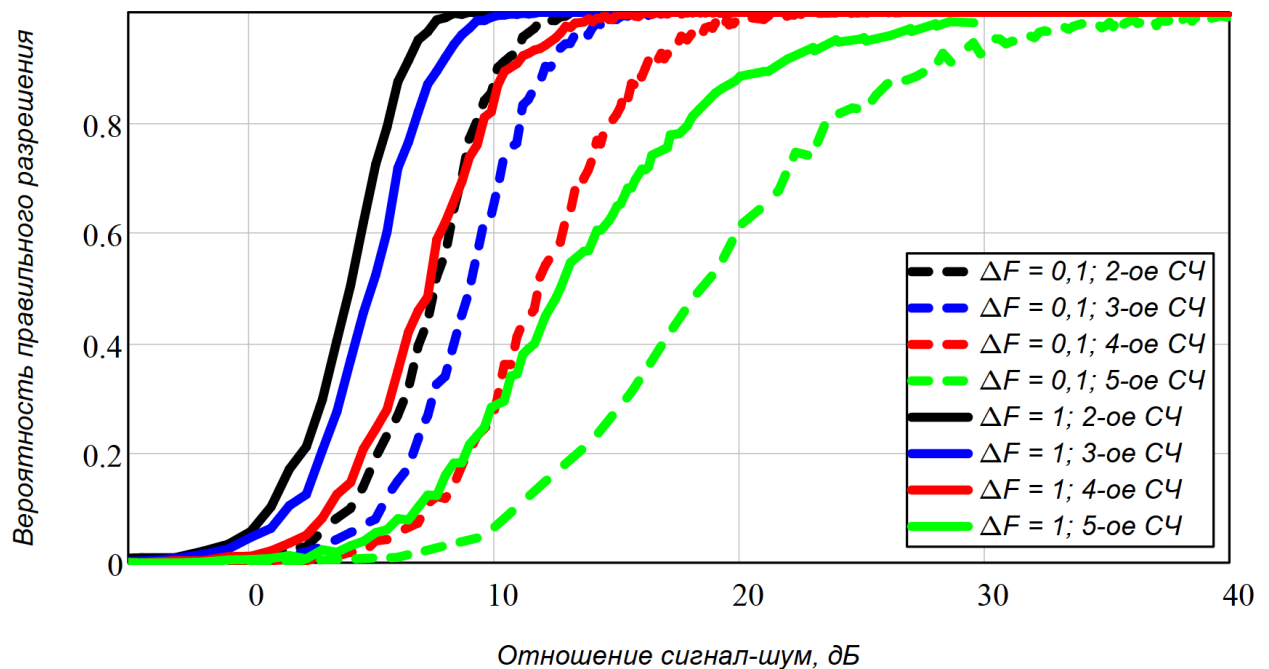


Рисунок 2.25 - Характеристики разрешения с нормальным распределением флуктуаций частоты

На рисунке 2.26 для сравнения приведены характеристики разрешения сигналов с равномерным и нормальным законом флуктуаций частоты для значений флуктуаций $\sigma_f = \Delta F = 0,5$.

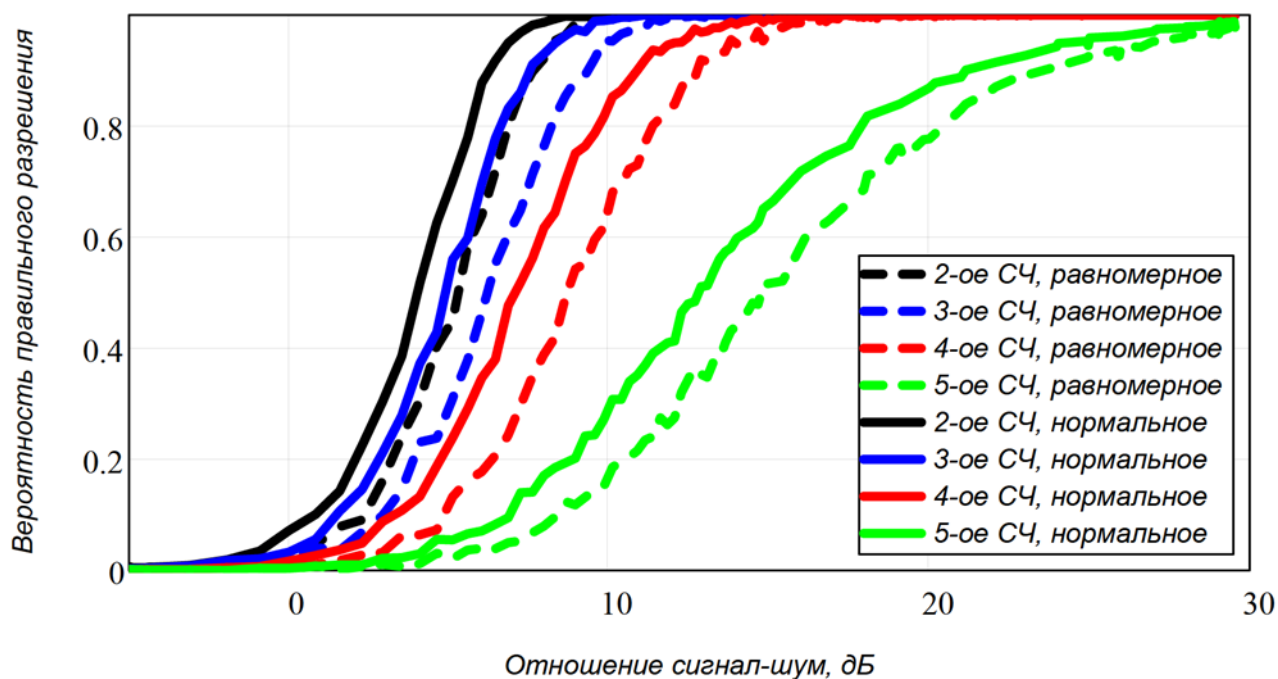


Рисунок 2.26 - Характеристики разрешения с нормальным и равномерным распределением флуктуаций частоты, $\sigma_f = \Delta F = 0,5$

Из графиков видно, что характеристики разрешения сигналов с равномерным распределением флуктуаций частоты при заданной вероятности правильного разрешения имеют ОСШ, в среднем, на 1,5 дБ больше по сравнению с характеристиками сигналов с нормальным распределением флуктуаций частоты, так как гауссово распределение имеет максимальную энтропию [74].

2.2.2 Решающие статистики для обнаружения слабого сигнала с флуктуациями частоты на фоне сильного детерминированного сигнала

Для сигнала с модуляционными признаками вторичного излучения можно применить модель сигнала (1.17), где в роли множителей ν_1 и ν_2 будут выступать амплитуда планерной составляющей и средней амплитуде винтовых составляющих, при этом также сохраняется условие $\nu_1 \gg \nu_2$.

Комплексная амплитуда радиолокационного сигнала $\mathbf{s}_1$, отраженного от корпуса винтового ЛА (планерная составляющая), определяется вектором [91]

$$\mathbf{s}_1(\omega) = [e^{-j(2\pi f_d)T}, e^{-j2(2\pi f_d)T}, \dots, e^{-jN(2\pi f_d)T}]^*, \quad (2.17)$$

где T – период зондирования радиолокационных импульсов, N – количество импульсов в принимаемой пачке, f_d – доплеровский сдвиг частоты планерной составляющей.

Модель сигнала $\mathbf{s}_2$ можно представить следующим образом [91]:

$$\mathbf{s}_2(\omega) = [e^{-j(2\pi f_d + f_1)T}, e^{-j2(2\pi f_d + f_2)T}, \dots, e^{-jN(2\pi f_d + f_N)T}]^*, \quad (2.18)$$

где $f_1, f_2, \dots, f_N$ – случайные частоты, распределенные по равномерному закону в некотором заданном диапазоне Δf .

Задачу обнаружения (распознавания) слабого сигнала с флуктуациями частоты на фоне Q мощных источников сигнала можно решить сравнением с некоторыми порогами $\lambda_{ЛТi}$ второго, третьего и т.д. СЧ $\hat{\lambda}_2, \hat{\lambda}_3, \dots, \hat{\lambda}_N$ выборочной КМ $\hat{\mathbf{M}}$.

В отличие от асимптотического выражения для интегральной функции распределения максимального шумового СЧ выборочной КМ $\hat{\mathbf{M}}$ при наличии мощных источников сигнала, полученного в [76], в случае слабого уровня сигналов относительно шума (меньше 1 - 2 дБ) целесообразнее воспользоваться выражением для распределения шумовых СЧ выборочной КМ в случае одного мощного источника, полученного в работе [85].

Рассмотрим случай, когда на входе системы временной обработки, кроме собственного шума присутствуют сигналы от Q внешних источников. При этом у КМ $\mathbf{M}$ имеется Q сигнальных СЧ, бóльших единицы, и $(N - Q)$ шумовых СЧ, равных единице.

Выражение для интегральной функции распределения для m -го ($m \geq Q + 1$) шумового СЧ имеет вид [84]:

$$F_{Q+1}(N, L, \lambda) = F_{m-Q}\left(N - Q, L - Q, \frac{L\lambda}{L - Q}\right). \quad (2.19)$$

Выбор порога обнаружения m -го СЧ $\lambda_{ЛТ}$ согласно критерию Неймана-Пирсона проводится в соответствии с выражением:

$$P_{ЛТ} = 1 - F_{\lambda_m}(\lambda_{ЛТ}), \quad (2.20)$$

где $P_{ЛТ}$ – заданная вероятность ложного обнаружения. Здесь $F_{\lambda_m}(\lambda)$ –

интегральная функция распределения максимального шумового СЧ матрицы $\hat{\mathbf{M}}$ при наличии слабого детерминированного сигнала на фоне сильного детерминированного сигнала.

Аналогично с (2.20) выбирается порог $\lambda_{\text{ЛТ}}$ для m -го ($m = 2, 3, \dots, N$) СЧ λ_N матрицы $\hat{\mathbf{M}}$ при наличии одного мощного источника сигнала.

2.2.3 Результаты натурных экспериментов по распознаванию радиолокационных сигналов с вторичной модуляцией [110, 111]

В рамках данного исследования был проведен ряд экспериментов по распознаванию винтовых ЛА по сигнальным признакам пропеллерной модуляции в различных сигнально-помеховых ситуациях. В качестве радиолокатора использовалась когерентно-импульсная РЛС кругового обзора L частотного диапазона [37].

В ходе экспериментов были получены эхо-сигналы от различных типов воздушных целей. В качестве воздушных целей были рассмотрены винтовой двухлопастной спортивно-тренировочный самолёт Як-52 [112], лёгкий многоцелевой коммерческий вертолёт Robinson R44 [69] с композитным двухлопастным несущим винтом, а также турбореактивный пассажирский самолет, не имеющий в конструкции наружных винтовых элементов. Размер обрабатываемой азимутальной пачки отраженных от целей импульсов составлял 256 временных отсчетов. Максимальная однозначно измеряемая радиальная скорость V_r^{max} , определяемая периодом зондирования импульсов T , составляет около 440 м/с. Кроме того, в принимаемой пачке отраженных импульсов кроме отражений от воздушных целей присутствует сигнал, отраженный от неподвижного местного предмета (объекта инфраструктуры).

Прием сигналов осуществлялся на фоне шума эфира. При этом шум эфира подвергался нормировке за счет вычисления значения мощности шума в служебной зоне диаграммы работы РЛС, когда РЛС не излучает, а работает только на прием [100-103]. Энтропия данного шума была близка к значению $\ln(N)$ [96], поэтому шум эфира считали белым гауссовым с нулевым средним

и единичной дисперсией. Процедура СДЦ при обработке была отключена и ПП типа «Местный предмет» рассматривалась здесь как полезный сигнал с соответствующим ему СЧ в сигнальном подпространстве.

Проведена обработка экспериментальных данных, включающая в себя регистрации эхо-сигналов от порядка 200 обзоров вертолета Robinson R 44 в направлении от РЛС, 100 обзоров самолета Як-52 в направлении на РЛС, 500 обзоров от турбореактивного самолета в различных проекциях.

По результатам обработки были получены спектры эхо-сигналов с использованием ДПФ и СЧ выборочной КМ для $N = 85$, $L = 170$, усредненные по всей азимутальной пачке.

Для большей наглядности в приведенных спектрах вместо доплеровского сдвига частоты f_d по оси абсцисс отложена радиальная скорость V_r [м/с] (так называемая «скоростная характеристика»), которая связана формулой (1.26).

Процедуру оценки числа внешних источников сигналов на основе анализа СЧ выборочной КМ можно представить как пошаговый процесс, на i -ом шаге которого производится сравнение m -го СЧ с порогом, который будет определяться с заданной вероятностью ложных тревог (ложного обнаружения) $P_{ЛТ}$ в соответствии с выражением (2.20). При этом пороги $\lambda_{ЛТ m}$ вычисляются для каждого СЧ λ_m . Если СЧ λ_m больше порога $\lambda_m > \lambda_{ЛТ m}$, то принимается решение о том, что число сигналов больше, чем $m - 1$, и с порогом $\lambda_{ЛТ m+1}$ сравнивается следующее СЧ λ_{m+1} .

С использованием аналитических выражений для интегральной функции распределения шумовых СЧ выборочной КМ (1.24) в программной среде математического моделирования были рассчитаны значения порогов $\lambda_{ЛТ m}$ для различных значений размерности N оценочной КМ, объема выборки L и вероятности ложных тревог (т.е. ложного распознавания) $P_{ЛТ} = 0,001$.

Анализ результатов по обнаружению эффекта пропеллерной модуляции в сигналах, отраженных от самолета с винтовым двигателем

Анализ спектров сигналов, отраженных от винтового самолета Як-52, в большинстве случаев выявляет спектральные составляющие, соответствующие сигналам, отраженным от лопастей (пропеллерные составляющие), которые располагаются по обе стороны относительно спектральной составляющей сигнала, отраженного от корпуса (планерная составляющая) (рисунок 2.27).

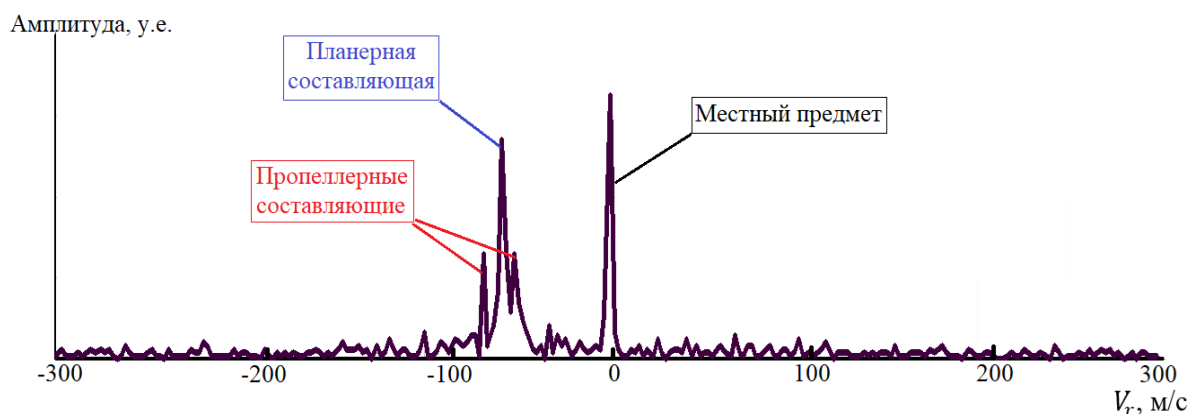


Рисунок 2.27 - Амплитудный спектр эхо-сигнала от самолета Як-52

На рисунке 2.28 приведены СЧ выборочной КМ сигналов, отраженных от воздушной цели Як-52. По оси ординат отложены значения СЧ λ , по оси абсцисс – номер СЧ m (СЧ расположены в порядке убывания, $\hat{\lambda}_1 > \hat{\lambda}_2 > \dots > \hat{\lambda}_N$).

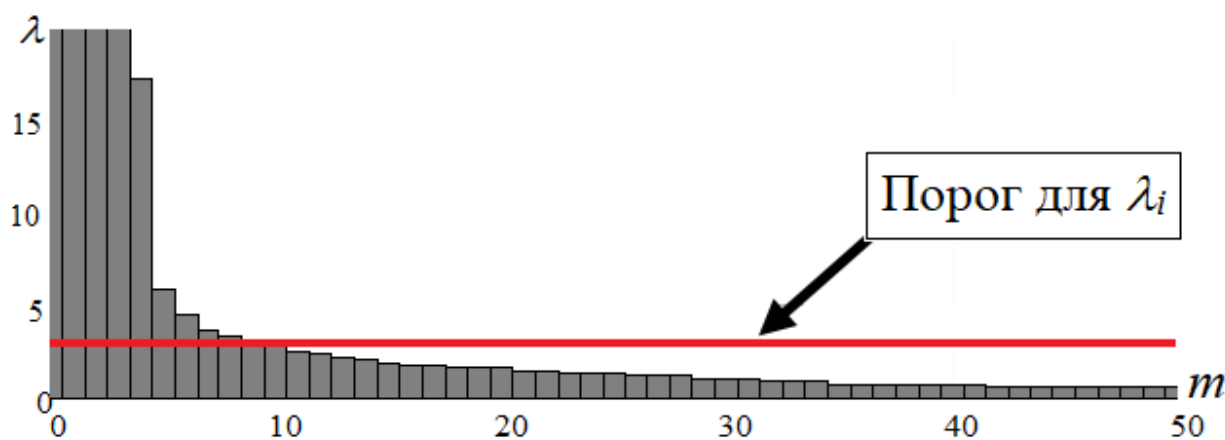


Рисунок 2.28 - СЧ выборочной КМ эхо-сигнала от воздушной цели Як-52

Из рисунка видно, что заданный порог превышает в среднем $8 \div 10$ СЧ (сигнальное подпространство), из которых 1-е СЧ соответствует сигналу, отраженному от местного предмета (т.к. мощность сигнала, отраженного от местного предмета, превышает мощность сигнала, отраженного от цели), 2-е СЧ соответствует сигналу, отраженному от корпуса ЛА (планерная составляющая). Соответственно, оставшиеся $6 \div 8$ СЧ сигнальных составляющих будут соответствовать сигналам, отраженным от винта (винтовые составляющие).

Анализ результатов по обнаружению эффекта пропеллерной модуляции в сигналах, отраженных от вертолѐта

Проведем анализ спектров и СЧ выборочной КМ сигналов, отраженных от вертолѐта Robinson R 44. Концевая скорость несущего винта вертолѐта диаметром 10,04 м составляет порядка $V_v = 210$ м/с, а рулевого винта диаметром 1,47 м – 183 м/с [69]. За время облучения цели и накопления пачки отраженных импульсов 0,05 секунд несущий винт проворачивается на 120° при частоте вращения 400 об/мин, а рулевой винт выполняет 2 полных оборота [69]. За это время несущий винт практически всегда будет проходить через ортогональное положение по отношению к падающей электромагнитной волне, что дает максимальное значение отраженного сигнала. При этом в доплеровском спектре будут наблюдаться пики, соответствующие радиальным скоростям для отступающих и набегающих лопастей в диапазоне ± 210 м/с.

Однако, для данного типа ЛА Фурье-анализ примерно в 95% случаев не позволяет выявить спектральные составляющие пропеллерной модуляции (характерные пики, соответствующие сигналам, отраженным от лопастей) [39-54]. На рисунке 2.29 мы можем наблюдать только два пика, соответствующие сигналам, отраженным от местного предмета и корпуса вертолѐта. Это, как было отмечено выше, объясняется низкой отражательной способностью винтов вертолѐта, изготовленных из композитных материалов. На рисунке 2.30 приведѐн спектр той же реализации, но в логарифмическом масштабе. В

спектре можно хорошо видеть «пьедестал» – увеличение уровня спектральной плотности мощности, обусловленное отражением от винта и соответствующее диапазону концевых скоростей винта вертолета Robinson R 44.

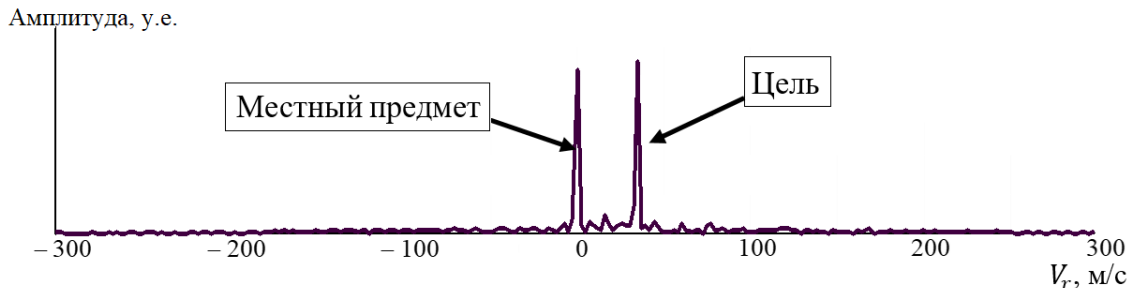


Рисунок 2.29 - Амплитудный спектр эхо-сигнала от вертолета Robinson R 44

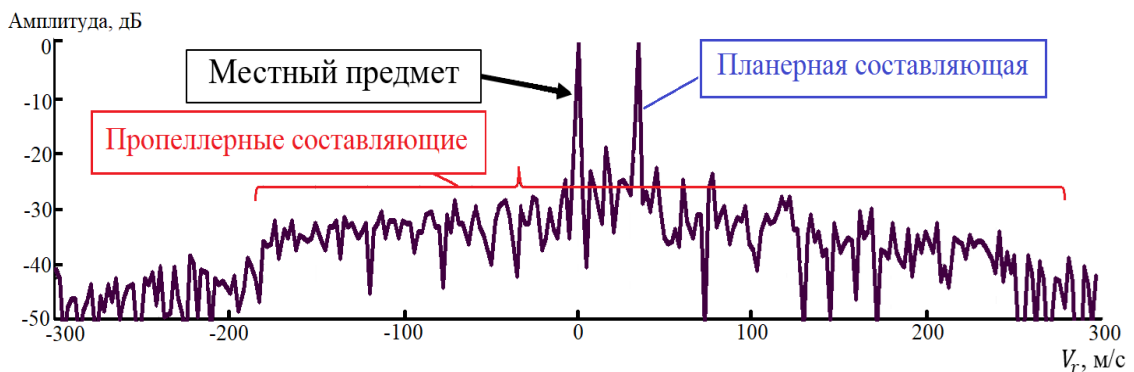


Рисунок 2.30 - Амплитудный спектр эхо-сигнала от вертолета Robinson R 44
в логарифмическом масштабе

Справедливости ради нужно отметить, что равномерный спектр сигнала может быть получен и от протяженной цели, равномошные «блестящие» точки которой движутся с радиальными скоростями V_r , непрерывно заполняющим интервал $|V_r| \leq \lambda F_{\text{повт}} / 4$. Такая ситуация возникнет, если цель длиной $l_{\text{ц}}$ движется со скоростью V перпендикулярно линии визирования на дальности $D < 2l_{\text{ц}}V_r / \lambda F_{\text{повт}}$ [2]. Например, при $l_{\text{ц}} = 50$ м, $V_r = 1000$ м/с, $F_{\text{повт}} = 1000$ Гц, и $\lambda = 0,2$ м дальность будет $D \leq 500$ м. В практических задачах такая ситуация маловероятна и не представляет интереса.

На рисунке 2.31 приведены результаты спектрального анализа данного эксперимента с использованием известных методов сверхразрешения MUSIC и ПОЛП [64-68]. Видно, что методы сверхразрешения также не позволяют

однозначно классифицировать наличие спектральных компонент, обусловленных отражением сигнала от винтов (пропеллерной модуляции).

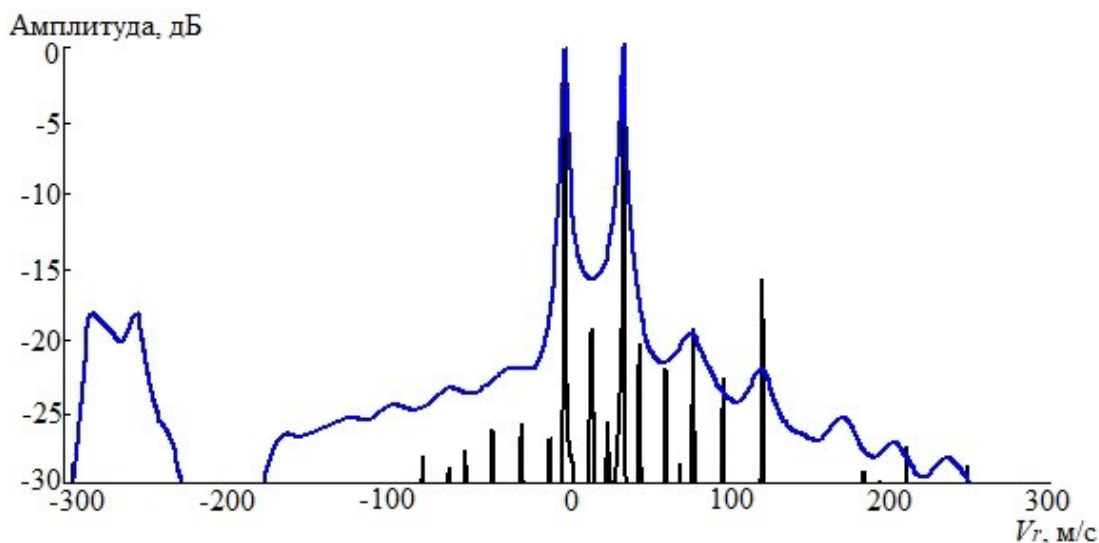


Рисунок 2.31 - Спектры эхо-сигнала от вертолета Robinson R 44, полученные методами сверхразрешения: MUSIC (синяя кривая), ПОЛП (черная кривая)

Рассмотрим обнаружение эффекта пропеллерной модуляции в данном эксперименте на основе анализа СЧ выборочной КМ. На рисунке 2.32 приведены СЧ выборочной КМ при $N=85$, при этом примерно до 50 СЧ превышают пороги обнаружения $\lambda_{\text{ЛТ } m}$.

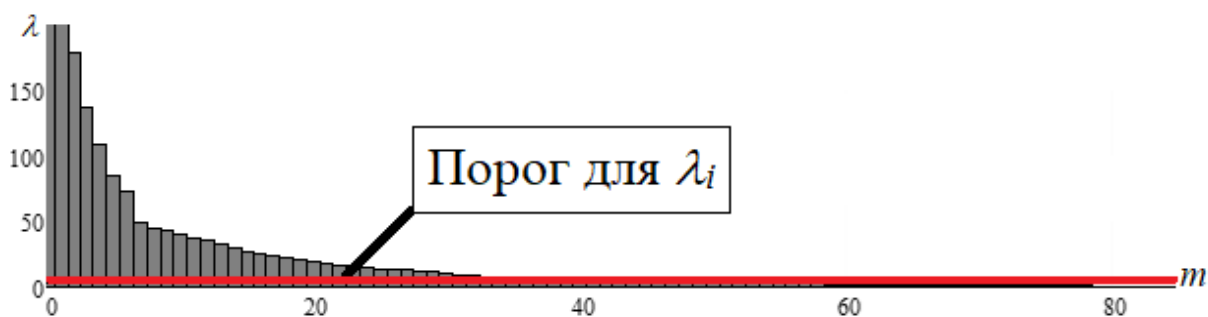


Рисунок 2.32 - СЧ выборочной КМ сигнала, отраженного от воздушной цели Robinson R 44

Таким образом можно видеть, что в данном случае сигнальное подпространство имеет размерность, превышающую половину от всей

размерности N пространства СЧ выборочной КМ. На рисунке 2.33 приведены СЧ, вычисленные для размерности выборочной КМ $N = 30$ и $N = 20$, соответственно (при $L = 200$). При $N = 30$ (рисунок 2.33а) пороги превышают в среднем 18 собственных чисел, а при $N = 20$ (рисунок 2.33б) – в среднем 12 СЧ.

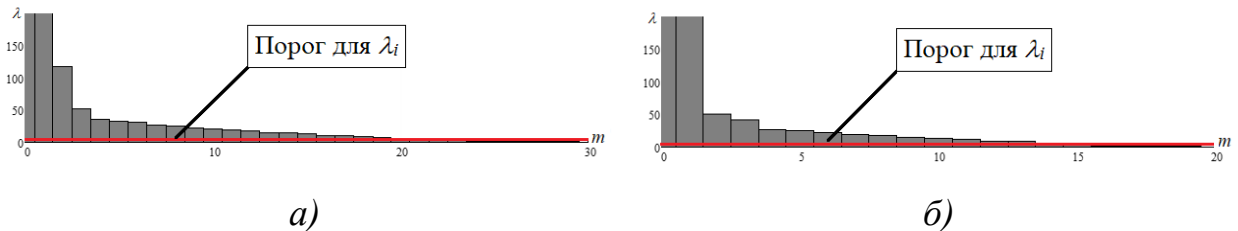


Рисунок 2.33 - СЧ выборочной КМ а) при $N = 30$, б) при $N = 20$

Можно видеть, что соотношение общей размерности пространства СЧ выборочной КМ и размерности сигнального подпространства во всех трех случаях совпадает и составляет, в данном случае, величину $\approx 1,7$. Это позволит использовать в обработке для распознавания винтовых ЛА выборочную матрицу меньшей размерности, что может значительно снизить объем вычислений.

Кроме того, можно заключить, что отношение общей размерности пространства СЧ выборочной КМ и размерности сигнального подпространства соответствует отношению максимальной радиальной скорости V_r^{max} , доступной для измерения, и скорости несущего винта V_B (в рассматриваемом случае $V_r^{max}/V_B = \frac{350}{210} \approx 1,7$). Таким образом, оценка размерности сигнального подпространства (количества СЧ λ_m , превысивших порог $\lambda_m > \lambda_{LTm}$) позволит использовать предложенный метод для синтеза устройства классификации винтового ЛА (определение его типа) и использовать в качестве классифицирующего признака скорости винтов.

Обсуждение результатов экспериментов по обнаружению эффекта пропеллерной модуляции в сигналах, отраженных от винтовых летательных аппаратов

Как видно из примера с вертолетом Robinson R 44, метод на основе анализа СЧ выборочной КМ позволяет обнаруживать пропеллерную модуляцию в сигналах, отраженных от винтовых ЛА, в случаях, когда методы спектрального анализа не обнаруживают данный эффект. Кроме того, предложенным методом возможно проводить классификацию типа винтового ЛА (например, «Винтовой самолет» / «Вертолет» / «БПЛА»), в том числе «зависших», используя в качестве признака количество СЧ, превысивших пороги.

Процедуру распознавания источников сигналов, отраженных от винтовых ЛА, можно представить как сравнение m -го СЧ с порогом, который будет определяться с заданной вероятностью ложной тревоги $P_{ЛТ}$ (ложного распознавания). Номер СЧ m в данном случае будет определяться априорно, исходя из заданных характеристик распознавания, предъявляемой к радиолокационной системе: вероятность ложного распознавания; максимальная дальность, на которой обеспечивается распознавание с заданной вероятностью правильного распознавания; ОСШ для заданного типа винтового ЛА, при котором обеспечивается распознавание с заданной вероятностью правильного распознавания. ОСШ будет определяться по характеристикам обнаружения слабого сигнала с флуктуациями частоты на фоне сильного детерминированного сигнала в соответствии с методикой, рассмотренной в разделе 1.3.2.

В качестве примера на рисунках 2.34 и 2.35 для сравнения приведены результаты обработки эхо-сигналов, отраженных от турбореактивного пассажирского самолета, не имеющего в конструкции наружных винтовых элементов. В спектрах эхо-сигналов, отраженных от турбореактивного пассажирского самолета (рисунок 2.34), заметны лишь спектральные компоненты, отраженные от воздушной цели и местного предмета. На рисунке

2.35 можно наблюдать только два СЧ сигнального подпространства, превышающих порог обнаружения 3-го СЧ λ_3 (ЛТ 3) (в данном случае являющегося шумовым) и соответствующих сигналам отраженным от цели и местного предмета.

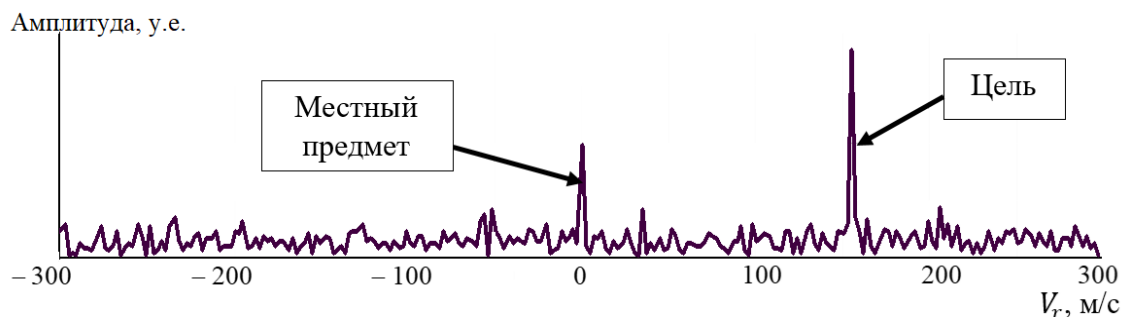


Рисунок 2.34 - Амплитудный спектр эхо-сигнала от турбореактивного пассажирского самолета

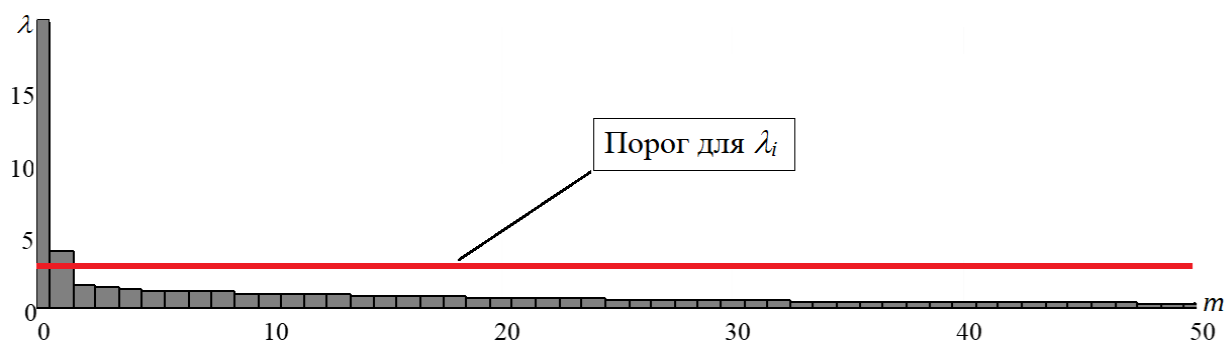


Рисунок 2.35 - СЧ выборочной КМ сигналов, отраженного от турбореактивного пассажирского самолета

Таким образом, полученный результат подтверждает правильность использования метода на основе анализа СЧ выборочной КМ для распознавания винтовых ЛА. Метод разложения КМ сигналов с использованием интегрального распределения максимального шумового СЧ позволяет оценить число внешних источников излучения при заданном уровне ложных тревог. Оценка числа источников излучения значения может быть использована в системах распознавания, а также в качестве входных значений параметров моделей для методов сверхразрешения.

2.3 Выводы по главе 2

В данной главе рассмотрены вопросы разрешения и оценки параметров радиолокационных сигналов, отраженных от летательных аппаратов с винтовым двигателем, в том числе летящих на встречных курсах.

1. Исследована возможность применения методов сверхразрешения для обнаружения модуляционных признаков вторичного излучения от воздушных объектов с винтовыми двигателями. Проанализированы два метода сверхразрешения: проекционный метод MUSIC и авторегрессионный метод прямого-обратного линейного предсказания для обнаружения модуляционных спектральных составляющих, вызванных вращением винтов. Установлено, что метод прямого-обратного линейного предсказания обеспечивает точность оценок доплеровского сдвига частоты, близкую к пределу Крамера-Рао, при $ОСШ \geq 20$ дБ, а метод максимального правдоподобия при $ОСШ \geq 10$ дБ. т.е. метод прямого-обратного линейного предсказания по своему порогу уступает методу максимального правдоподобия на ≈ 10 дБ.

2. Представлены результаты натурных экспериментов по выявлению модуляционных признаков вторичного излучения с использованием проекционного метода MUSIC и авторегрессионного метода прямого-обратного линейного предсказания. Проведено сравнение доплеровских портретов сигналов, отраженных от различных типов летательных аппаратов: винтовых и реактивных. Результаты демонстрируют, что применение методов сверхразрешения позволяет повысить вероятность распознавания винтовых летательных аппаратов, летящих на встречных курсах при ракурсных углах близких к нулевым в среднем с 50% до 90% по сравнению с классическим алгоритмом на основе ДПФ.

3. Проведён анализ статистических характеристик разрешения источников сигналов при малых ОСШ при наличии одного мощного источника сигнала-помехи на основе анализа СЧ выборочной КМ. Проведено численное исследование характеристик распознавания источников сигналов с частотными флуктуациями. Анализ проведён для флуктуаций с различными

распределениями. Также проведено численное исследование разрешения источников сигналов с частотными флуктуациями при наличии одного мощного источника сигнала-помехи. Показано, что характеристики разрешения сигналов с равномерным распределением флуктуаций частоты при заданной вероятности правильного разрешения имеют ОСШ, в среднем, на 1,5 дБ больше по сравнению с характеристиками сигналов с нормальным распределением флуктуаций частоты.

4. Предложенный в работе метод, основанный на анализе собственных чисел выборочной корреляционной матрицы позволяет повысить эффективность распознавания радиолокационных сигналов, отраженных от винтовых ЛА, имеющих малую отражающую способность винтов, в том числе в сложной сигнально-помеховой обстановке (например, на фоне местных предметов). Метод позволяет обнаруживать модуляционные признаки вторичного излучения в случаях низкой отражательной способности винтов летательного аппарата, когда методы на основе ДПФ и методы сверхразрешения не позволяют выявить спектральные составляющие пропеллерной модуляции, т.е. характерные пики, соответствующие сигналам, отраженным от лопастей. Приведенные результаты натурных экспериментов с использованием трёх типов целей подтверждает эффективность использования метода на основе анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы для распознавания винтовых летательных аппаратов в сложной сигнальной ситуации. Кроме того, экспериментально показана возможность использования предложенного метода для классификации типа винтового летательного аппарата по скорости несущих винтов.

5. Предложено и запатентовано устройство распознавания винтовых ЛА, отличающаяся от известных применением методов сверхразрешения для выявления модуляционных признаков вторичного излучения.

ГЛАВА 3 МЕТОД СЕЛЕКЦИИ ИМИТИРУЮЩИХ РАДИОПОМЕХ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С ВНУТРЕННЕЙ КОГЕРЕНТНОСТЬЮ

В главе 3 приведена количественная мера степени когерентности сигналов в виде энтропии распределения сигнала по собственным подпространствам его КМ. Рассмотрено применение количественной меры степени когерентности сигналов в виде энтропии для разрешения близкорасположенных источников сигнала. Получена зависимость длительности полезного сигнала (или обратно пропорциональная зависимость ширины спектра сигнала), присутствующего в выборке процесса с фиксированной длительностью для энтропии. Приведены результаты численного моделирования и экспериментальных исследований селекции имитирующих помех в радиотехнических системах с внутренней когерентностью на основе количественной меры когерентности. Приведена оценка вычислительных затрат предлагаемого метода. Предложено устройство защиты от ложных целей.

Основные результаты, представленные в данной главе, опубликованы в [89, 110, 113, 118, 119, 124].

3.1 Количественная мера степени когерентности сигналов в виде энтропии распределения сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы [113]

В данном разделе предлагается метод селекции имитирующих радиопомех, основанный на оценке когерентных свойств радиолокационных сигналов.

Рассмотренное в данной главе понятие количественной меры степени когерентности было введено в [96]. Известны различные частные показатели когерентности. Например, в работе [98] предложена количественная мера когерентности, которая сводится к оценке доли суммарной энергии сигнала, заключённой в его полезной составляющей. Однако, как уже было отмечено

выше, к основному недостатку данной меры следует отнести необходимость априорного знания формы полезной составляющей. Кроме того, искажение полезного сигнала помехой может привести к образованию другого сигнала заданной формы, который сам по себе когерентен, хотя и отличается от полезного. Аналогичный случай, когда суммарный сигнал образован наложением нескольких когерентных сигналов со случайными амплитудами.

Предложенная в [96] количественная мера степени когерентности сигналов в виде энтропии распределения сигнала по собственным подпространствам его КМ имеет более универсальный характер и имеет ряд существенных достоинств по сравнению с методами, рассмотренными выше:

- инвариантность относительно формы сигнала (универсальность применяемого понятия «когерентность» к сигналам произвольного вида, в том числе и шумовым);
- универсальность оценки как для временной, так и для пространственной когерентности;
- при отсутствии априорных данных оценка может быть реализована на основе выборочной КМ сигнала.

Рассмотрим подробнее предложенный метод оценки когерентности для дискретных сигналов, образующие конечное множество отсчетов (чисел). В нашем случае это соответствует когерентной пачке импульсов дискретизированного по времени процесса на выходе системы межпериодной обработки радиолокационных сигналов [96, 114].

Рассмотрим сигнал, представленный вектором столбцом $\mathbf{S}$ размерности N своих отсчетов и КМ

$$\mathbf{M} = \langle \mathbf{S} \mathbf{S}^* \rangle \quad (3.1)$$

Будучи эрмитовой и неотрицательно определенной, матрица (3.1) имеет ортонормированную систему собственных векторов $\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_N$ и совокупность соответствующих этим векторам неотрицательных собственных значений $\lambda_1, \dots, \lambda_N$. Количество ненулевых собственных значений (взятых с учетом их

алгебраической кратности) совпадает с рангом r матрицы (3.1), а кратность нулевого собственного значения равна $N-r$ [106]. В дальнейшем будем полагать, что все СЧ, кроме нулевого, имеют единичную кратность, и нумеровать их в порядке убывания $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_r > \lambda_{r+1} = \dots = \lambda_N = 0$.

Поскольку ортонормированная система собственных векторов матрицы (3.1) образует базис в N -мерном пространстве, то любая реализация сигнала $\mathbf{S}$ представима в виде линейной комбинации

$$\mathbf{S} = \sum_{i=1}^N a_i \mathbf{U}_i \quad (3.2)$$

где a_i являются случайными скалярными множителями.

Учитывая спектральное разложение эрмитовой матрицы [64]

$$\mathbf{M} = \sum_{i=1}^r \lambda_i \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^*, \quad (3.3)$$

можно показать справедливость равенств

$$\langle \mathbf{S}^* \mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^* \mathbf{S} \rangle = \langle a_i a_i^* \rangle = \lambda_i \quad (3.4)$$

для любого $i = 1, \dots, N$.

Так как внешнее произведение $\mathbf{U}_i \mathbf{U}_i^*$ является матрицей-проектором на i -е собственное подпространство матрицы $\mathbf{M}$, то согласно (3.4) величина λ_i определяет собой среднее значение энергии сигнала, приходящейся на это подпространство. Отсюда следует, что сигнал $\mathbf{S}$ полностью принадлежит r -мерному подпространству с базисом $\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_r$, и верхний предел суммирования в (3.2) можно положить равным r .

В силу детерминированности собственных векторов каждое слагаемое в (3.2) является когерентным сигналом, и, следовательно, при единичном ранге матрицы $\mathbf{M}$ сигнал $\mathbf{S}$ когерентен. При $r > 1$ разложение (3.2) содержит несколько слагаемых, амплитудные множители a_i которых некоррелированы между собой. Это приводит к очевидному нарушению жесткости структуры сигнала, в результате чего он становится некогерентным. Если одно из

слагаемых в (3.2) доминирует в энергетическом смысле над остальными, то сигнал, очевидно, остается ещё достаточно близким к когерентному. Однако по мере выравнивания относительных вкладов отдельных собственных подпространств в суммарную энергию сигнала его жесткость все более нарушается [114].

Отсюда ясно, что мера когерентности должна учитывать распределение энергии сигнала по собственным подпространствам его КМ. Структура этого распределения согласно (3.4) определяется соотношением собственных значений λ_i . В связи с этим введем в рассмотрение нормированные СЧ

$$\lambda_{0i} = \frac{\lambda_i}{\text{Sp } \mathbf{M}}, \quad (3.5)$$

где $\text{Sp } \mathbf{M}$ – след (сумма диагональных элементов) матрицы $\mathbf{M}$, который характеризует среднюю энергию сигнала.

Поскольку след матрицы равен сумме ее собственных значений, то справедливо равенство

$$\sum_{i=1}^N \lambda_{0i} = 1. \quad (3.6)$$

Выражение (3.6) позволяет интерпретировать совокупность нормированных собственных значений как закон статистического распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его КМ. При этом, например, энергия наиболее статистически упорядоченного детерминированного сигнала с вероятностью 1 принадлежит одному собственному подпространству, коллинеарному вектору $\mathbf{S}$, тогда как энергия менее упорядоченных сигналов с ненулевыми вероятностями распределяется по нескольким собственным подпространствам.

При таком подходе в качестве меры когерентности можно постулировать степень беспорядка (хаоса) в распределении энергии сигнала по собственным подпространствам его КМ. В теории информации, а также в термодинамике, мерой среднего беспорядка (или соответственно среднего

порядка), присущего данной системе случайных величин, принято считать энтропию распределения вероятностей этой системы.

Применительно к рассматриваемому случаю, энтропия распределения энергии сигнала имеет вид [96]

$$H = - \sum_{i=1}^N \lambda_{0i} \log(\lambda_{0i}) \quad (3.7)$$

где основание логарифма, в общем случае, – любое число большее единицы.

Эту величину и предлагается считать мерой когерентности сигнала: чем меньше значение H , тем сигнал имеет большую степень когерентности.

Введенная количественная мера придает точный смысл когерентным свойствам сигналов. Так при заданной размерности N когерентными (или полностью когерентными) следует считать сигналы с нулевой энтропией, а полностью некогерентными – с энтропией $\ln N$. Все остальные сигналы, энтропия распределения энергии которых заключена между этими двумя значениями, являются частично когерентными. Причем, чем больше значение энтропии, тем больше беспорядок распределения и тем, соответственно, менее когерентен сигнал [96, 114].

В качестве иллюстрации по применению меры (3.7) рассмотрим пример в виде математической модели аддитивной смеси детерминированного сигнала и гауссовского шума, полагая логарифм выражении (3.7) натуральным

$$\mathbf{S} = b\mathbf{X} + \mathbf{Y}, \quad (3.8)$$

где b – фиксированный амплитудный множитель, $\mathbf{X}$ – детерминированный вектор с единичными (по модулю) компонентами, $\mathbf{Y}$ – вектор шума.

В случае аддитивной смеси детерминированного сигнала и гауссовского шума (1) показатель энтропии будет соответствовать [96]

$$H(q) = \ln(q^2 N + N) - \frac{q^2 N + 1}{q^2 N + N} \cdot \ln(q^2 N + 1), \quad (3.9)$$

где $q^2 = \frac{a^2}{\sigma^2}$ - ОСШ.

Поскольку производная

$$\frac{\partial H}{\partial q^2} = \frac{1-N}{(q^2 N + N)^2} \ln(q^2 N + 1)$$

при $N > 1$ принимает только отрицательные значения, то энтропия (3.9) является убывающей функцией параметра q^2 . Соответственно, что при $q \rightarrow \infty$ энтропия (3.9) стремится к нулю (полностью когерентный сигнал), а при $q \rightarrow 0$ энтропия имеет максимально возможное значение $\ln N$, что соответствует полностью некогерентному сигналу. На рисунке 3.1 приведён график зависимости значений энтропии аддитивной смеси детерминированного синусоидального сигнала и белого шума от ОСШ. Размер оценочной КМ выбирался равным $N = 10, N = 50, N = 100, N = 150$, количество усреднений по выборке соответствовало N .

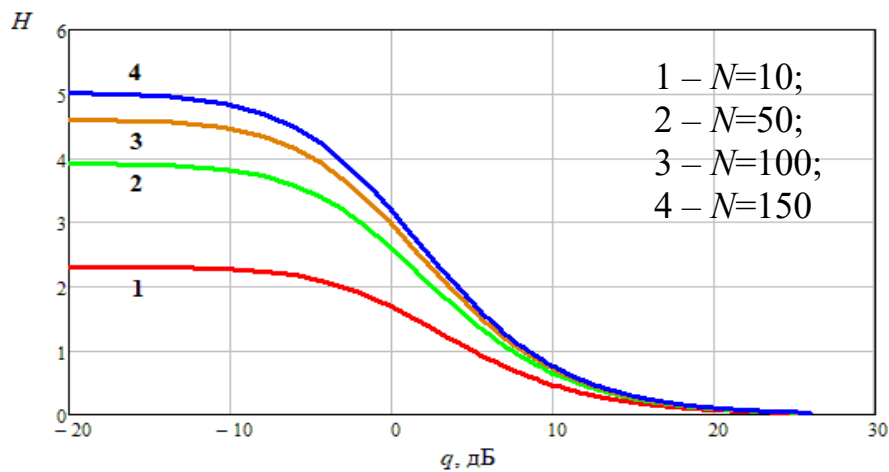


Рисунок 3.1 - Зависимость значений энтропии от ОСШ для аддитивной смеси детерминированного сигнала и белого шума при различных размерах выборки N

Рассмотрим случай обнаружения группового воздушного объекта. При этом, сигнал образован случайным наложением плоских волновых фронтов, принимаемых антенной решеткой с направлений ε_1 и ε_2 , и определяется выражением

$$\mathbf{S} = a_1 \mathbf{S}(\varepsilon_1) + a_2 \mathbf{S}(\varepsilon_2) \quad (3.10)$$

где $\mathbf{S}(\varepsilon)$ – вектор заданного вида, удовлетворяющий условию нормировки $\mathbf{S}^*(\varepsilon)\mathbf{S}(\varepsilon) = N$, a_1 и a_2 – статистически независимые случайные амплитудные множители, среднеквадратические значения которых для простоты полагаются равными.

В этом случае ранг КМ сигнала равен двум, а её нормированные СЧ определяются соотношениями

$$\lambda_{01} = \frac{N + |F_{12}|}{2N}, \quad \lambda_{02} = \frac{N - |F_{12}|}{2N}, \quad \lambda_{03} = \dots = \lambda_{0N} = 0, \quad (3.11)$$

где $F_{12} = \mathbf{S}^*(\varepsilon_1)\mathbf{S}(\varepsilon_2)$ – скалярное произведение векторов $\mathbf{S}(\varepsilon_1)$ и $\mathbf{S}(\varepsilon_2)$, модуль которого изменяется от 0 до N .

Видно, что при $|F_{12}|=N$ энтропия равна нулю. Это согласуется с приведенным выше примером аддитивной смеси детерминированного сигнала и гауссовского 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 сигнала монотонно возрастает, достигая своего максимального значения $H = \ln 2 = 0,693$ при $|F_{12}|=0$. Это объясняется тем, что с уменьшением $|F_{12}|$ векторы $\mathbf{S}(\varepsilon_1)$ и $\mathbf{S}(\varepsilon_2)$ становятся все более неколлинеарными, вследствие чего в разложении (3.5) появляется второе слагаемое, вклад которого монотонно возрастает, становясь равным вкладу первого слагаемого при $|F_{12}|=0$, то есть когда принимаемые фронты ортогональны [114]. Соответственно должно выполняться условие (аналогично выражению 1.8)

$$\cos \alpha = \frac{\mathbf{S}_1^* \mathbf{S}_2}{\sqrt{\mathbf{S}_1^* \mathbf{S}_1 \mathbf{S}_2^* \mathbf{S}_2}}. \quad (3.12)$$

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

При этом, две комплексные синусоиды будут квазиколлинеарными, если рассогласование между ними по частоте не превышает величины, обратной их длительности.

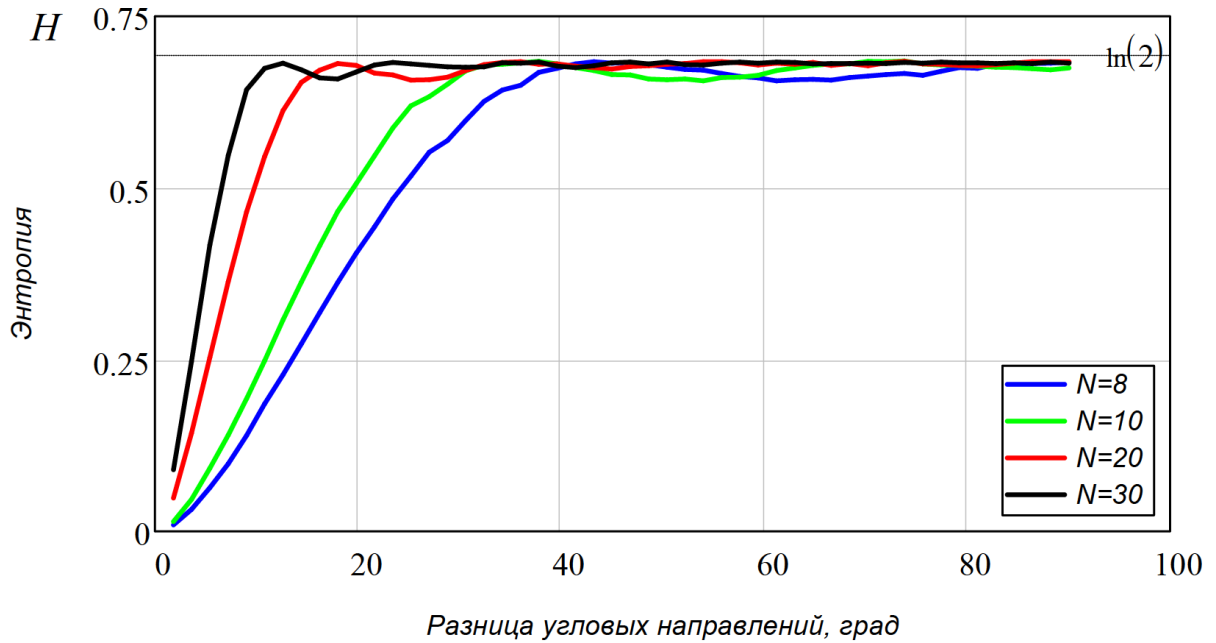


Рисунок 3.2 - Зависимость значения энтропии от направления волновых фронтов

На рисунке 3.2 показаны графики зависимостей значений энтропии от разницы угловых направлений $\Delta\varepsilon = |\varepsilon_1 - \varepsilon_2|$ сигналов двух волновых фронтов $S(\varepsilon_1)$ и $S(\varepsilon_2)$ [97].

Из рисунка 3.2 видно, что в соответствии с выражением (3.11) энтропия распределения энергии сигнала монотонно возрастает, достигая своего максимального значения $H = \ln 2 = 0.693$ при значениях $\Delta\varepsilon \sim 1/N$, т.е. принимаемые фронты ортогональны.

Это показывает возможность использования метода при обнаружении нескольких близкорасположенных воздушных объектов при условии ортогональности волновых фронтов.

На рисунке 3.3 показана зависимость энтропии шумового гауссовского процесса в зависимости от длины выборки для значений количества элементов антенны $N = 10$ и $N = 20$, а на рисунках 3.4– 3.5 показана зависимость значений энтропии аддитивной смеси сигнала и гауссовского шума от длины (объема) выборки L для различных ОСШ.

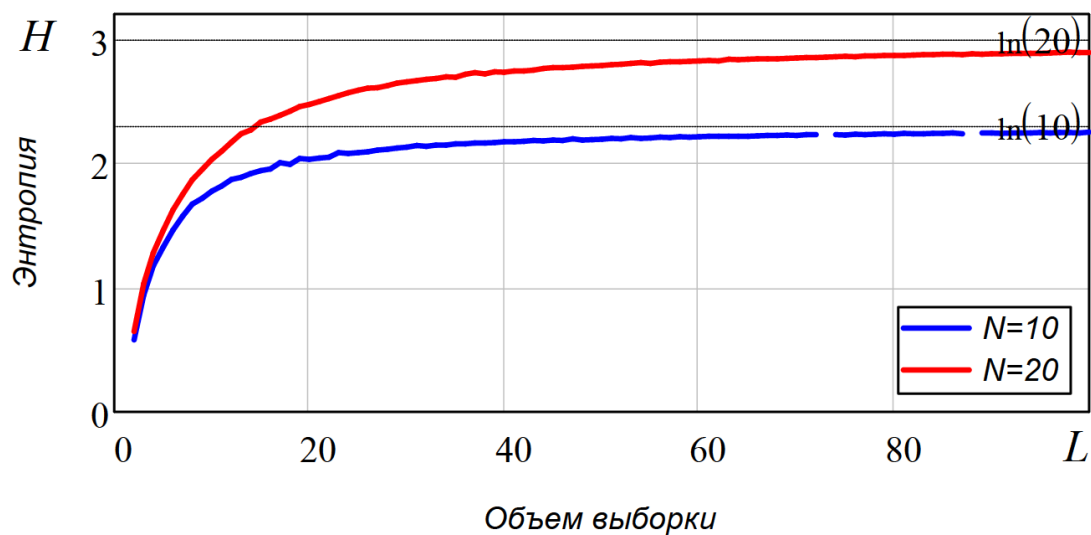


Рисунок 3.3 - Зависимость значений энтропии от объема выборки

Из графиков видно, что для шумового процесса значения энтропии выходят в линейную область, стремящуюся к теоретическому значению $\ln(N)$.

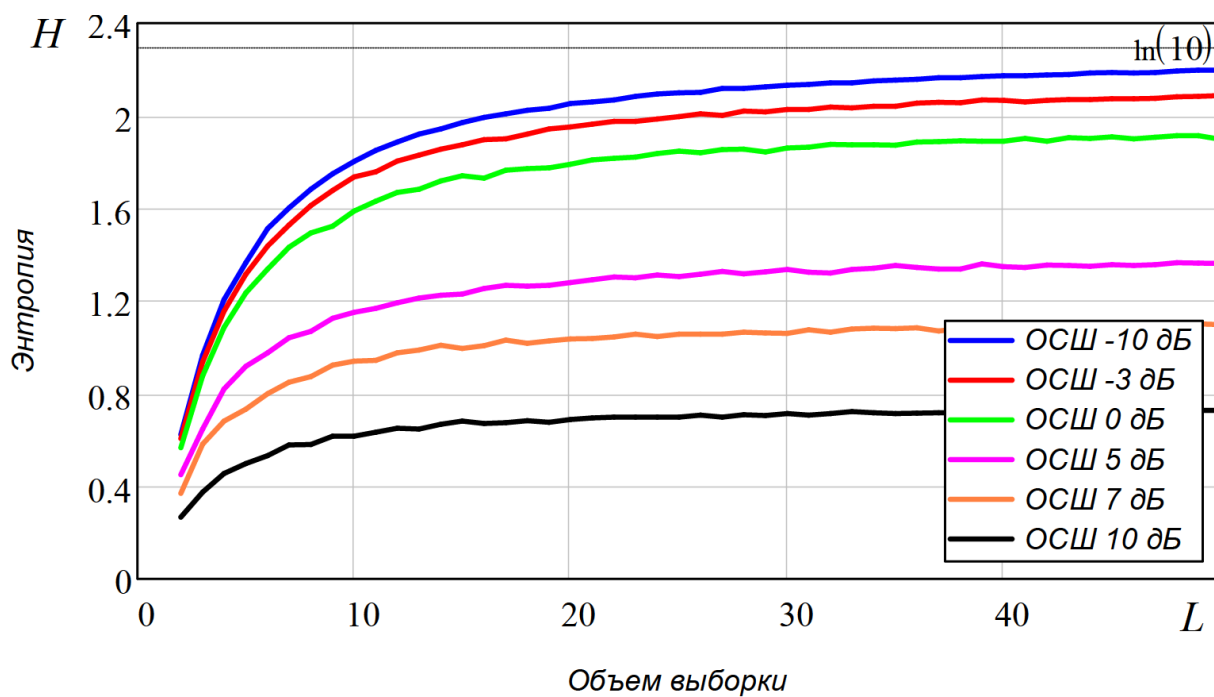


Рисунок 3.4 - Зависимость значений энтропии от объема выборки.

Количество элементов антенны $N=10$

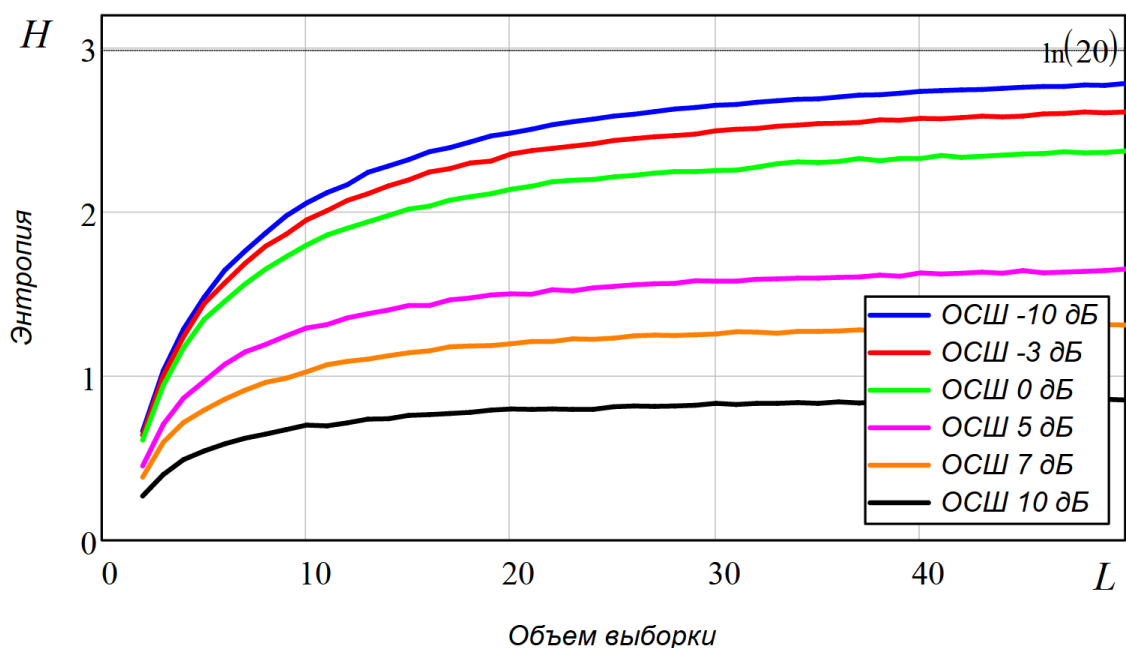


Рисунок 3.5 - Зависимость значений энтропии от объема выборки.

Количество элементов антенны $N=20$

В случае аддитивной смеси сигнала и гауссовского шума для малых ОСШ значения энтропии также приближаются к теоретическому значению $\ln(N)$, а при высоком ОСШ стремятся к некоторому минимальному значению, соответствующему случаю наличия одного детерминированного сигнала, т.е. при ОСШ стремящимся к бесконечности - энтропия стремится к нулю [96].

Область нелинейности кривой соответствует значениям объема выборки меньше $2N$. Т.е. как показано в [83, 115], для обеспечения точности вычисления оценочной КМ при допустимых средних потерях 3 дБ необходимо иметь $L \geq 2N - 3$ выборок входного процесса или в случае достаточно больших антенных решеток ($N \gg 1$) число выборок должно составлять $L \approx 2N$.

3.2 Основные факторы, влияющие на степень когерентности радиолокационных сигналов

Среди ряда факторов, влияющих на степень когерентности радиолокационных сигналов можно выделить три основных.

- 1) Флуктуации параметров сигнала (амплитуды, частоты, фазы), вызванных собственным шумом радиотехнической системы. Степень когерентности сигнала в данном случае будет определяться, в соответствии с выражением

(3.7) ОСШ.

- 2) Постоянные флуктуации параметров сигнала, например, флуктуации в автоколебательных системах, обусловленные техническими характеристиками радиотехнических устройств и влияющие на их стабильность. В данном случае очевидно предположить, что при ОСШ $q \rightarrow \infty$ значение энтропии будет стремиться не к нулю, а к некоторому постоянному значению, зависящему от параметров распределения флуктуаций.
- 3) Искажение спектра сигнала в частотно-избирательных системах, вызванных рассогласованием спектра принимаемого сигнала и АЧХ фильтра. Данный эффект возможен в предположении, что АЧХ фильтров приемной системы согласованы только с излучаемым сигналом (что очевидно), а спектр имитирующей помехи будет иметь некоторое отличие, т.е. фильтры являются «несогласованными» для имитирующей помехи.

Анализ степени когерентности сигналов с флуктуациями частоты и фазы был проведен в работе [70]. При этом флуктуационный процесс можно представить как колебания со случайными амплитудой и фазой (частотой) или как результат случайного наложения (суммы) детерминированных сигналов [116].

Случай флуктуации амплитуды сигнала будет аналогичен аддитивной смеси детерминированного сигнала и собственного шума и значение энтропии будет соответствовать выражению (3.8).

Проведем оценку влияния искажения спектра радиолокационного сигнала на степень когерентности в частотно-избирательных системах, вызванных рассогласованием спектра принимаемого сигнала и АЧХ фильтра. Оценим значения энтропии H в случае увеличения ширины спектра радиолокационного сигнала. Очевидно, что это будет эквивалентно уменьшению длительности сигнала. При этом данная оценка, конечно, будет иметь качественный характер.

Примем за $Nl = N - n$ ($n = 0, 1, \dots, N-1$) длительность полезного сигнала,

присутствующего в выборке процесса длительностью N . После несложных преобразований выражение (3.9) примет следующий вид:

$$H_1(q) = \ln(q^2 NI + N) - \frac{q^2 NI + 1}{q^2 NI + N} \cdot \ln(q^2 NI + 1) \quad (3.13)$$

В соответствии с выражением (3.13) построена зависимость энтропии H_1 от ОСШ для аддитивной смеси детерминированного сигнала и собственного шума различных значений NI длины полезного сигнала при фиксированном значении длины выборки процесса N . Результат моделирования для $N=16$ представлен на рисунке 3.6.

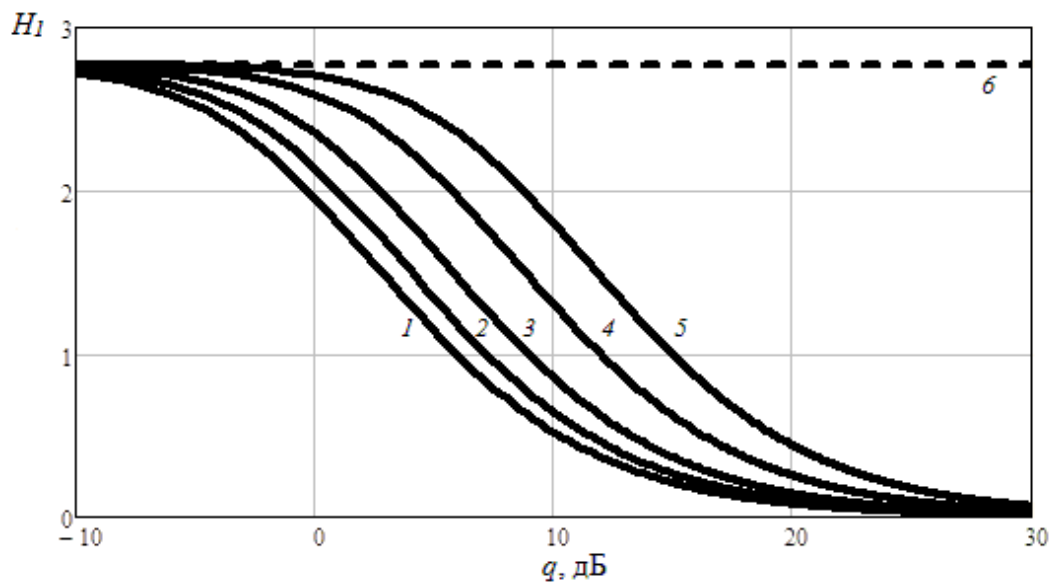


Рисунок 3.6 - Зависимость нормированных значений энтропии H от ОСШ q для аддитивной смеси детерминированного сигнала и собственного шума различных значений длительности NI сигнала (для длины выборки процесса $N = 16$):

$$\begin{aligned} 1 - NI = N = 16; 2 - NI = 14; 3 - NI = 12; \\ 4 - NI = 10; 5 - NI = 8; 6 - \ln(N), N=16 \end{aligned}$$

Анализ результатов моделирования показал, что при увеличении ОСШ ($q \rightarrow \infty$) значения энтропии H_1 стремятся к нулю, т.е. процесс становится полностью когерентным. При этом значения энтропии H_1 для имитирующей помехи будет совпадать со значением энтропии сигнала только при достаточно больших значениях ОСШ.

3.3 Экспериментальная оценка возможности селекции имитирующих помех на основе оценки распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы

Для оценки эффективности селекции имитирующих помех с использованием меры когерентности радиолокационных сигналов (3.7) был проведен ряд натурных экспериментов по влиянию имитирующих радиопомех на работу активной радиолокационной системы [118, 119]. В качестве реальных воздушных объектов выступали: легкомоторный пропеллерный самолет (Як-52), вертолёт (Robinson R44), турбореактивный самолет и БПЛА вертолетного типа (MATRICE). Интеллектуальную имитирующую сигналоподобную помеху (ИИСП) формировал ретранслятор радиолокационных сигналов – имитатор ЛВЦ. Принцип работы имитатора основан на ретрансляции принятого радиолокационного сигнала. В качестве системы регистрации радиолокационной информации использовалась трехкоординатная доплеровская радиолокационная станция кругового обзора L частотного диапазона с внутренней когерентностью [37]. Для последующего анализа регистрировались данные с выхода системы межпериодной временной обработки, представляющей собой набор ДФ.

Оценка когерентности сигналов проводилась в соответствии с выражением (3.7) [96]. Входной сигнал для алгоритма обработки представлял собой пачку отраженных импульсов, промодулированных азимутальной диаграммой направленности антенны.

Так как точное значение КМ помехи $\mathbf{M}$, то в соответствии с (1.20) используем максимально правдоподобную оценку $\hat{\mathbf{M}}$.

Размерность оценочной КМ $\hat{\mathbf{M}}$ для рассматриваемого случая составляла $N=85$.

Всего было обработано порядка 800 обзоров (азимутальных пачек), отраженных от реальных воздушных объектов и 200 обзоров от ИИСП.

Радиолокационные изображения эхо-сигналов после процедуры межпериодной временной обработки (доплеровской фильтрации),

построенные при фиксированной дальности объекта на плоскости азимут $\beta \times \text{ДФ}$ (n – номер ДФ), показаны на рисунках 3.6-3.8: рисунок 3.6 – вертолёт Robinson R44, рисунок 3.7 – Як-52, рисунок 3.8 – ретранслятор радиолокационного сигнала. На двумерных графиках видны пачки импульсов, отраженных от реальных объектов, и сигналов ретранслятора, промодулированные диаграммой направленности антенны в азимутальной плоскости. При этом видна внешняя идентичность.

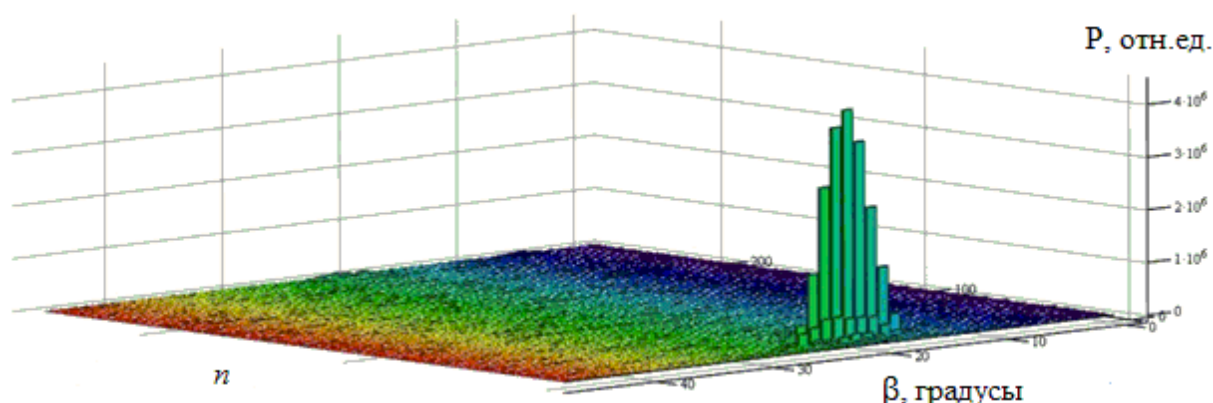


Рисунок 3.6 - Сигнал, отраженный от вертолётa RobinsonR44

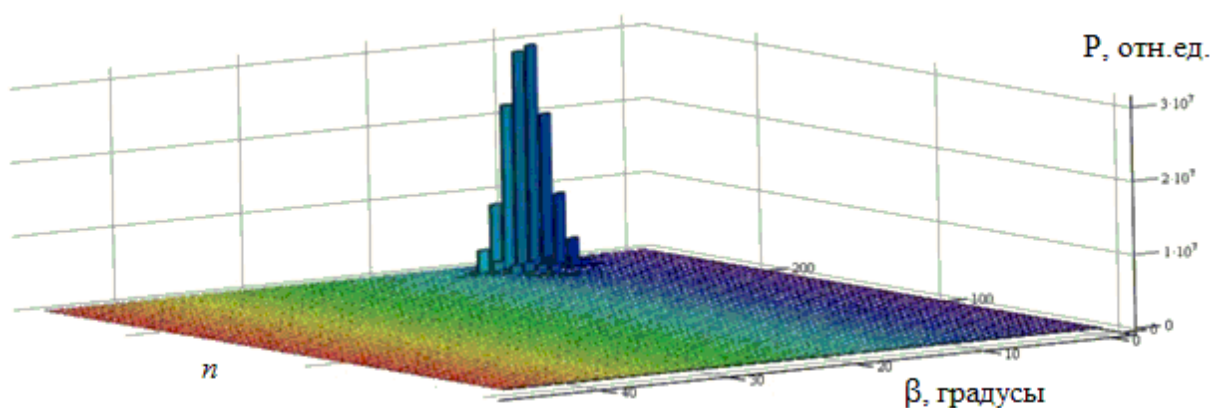


Рисунок 3.7 - Сигнал, отраженный от самолета Як-52

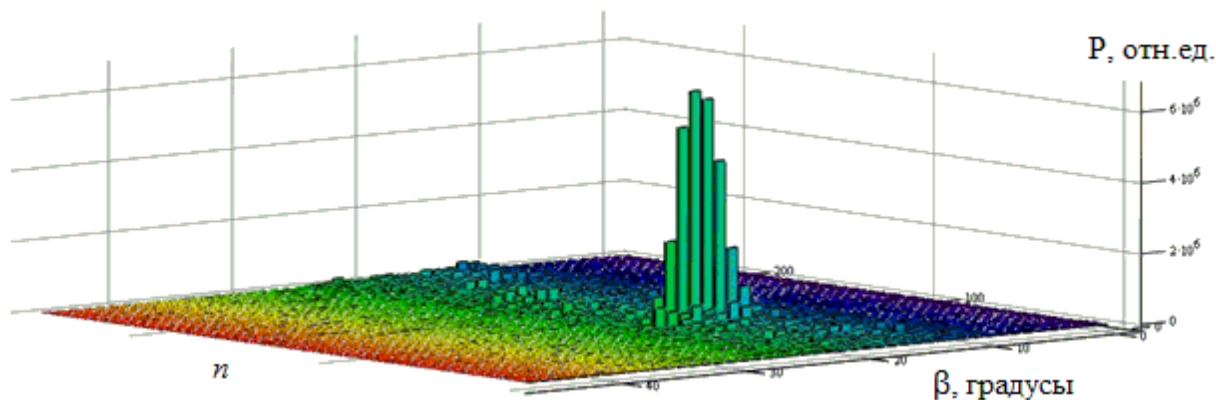


Рисунок 3.8 - Сигнал ретранслятора радиопомех – имитатора ЛВЦ

На рисунке 3.9 представлены результаты обработки экспериментальных данных в виде зависимости значений энтропии H от ОСШ q , в соответствии с выражением (3.7).

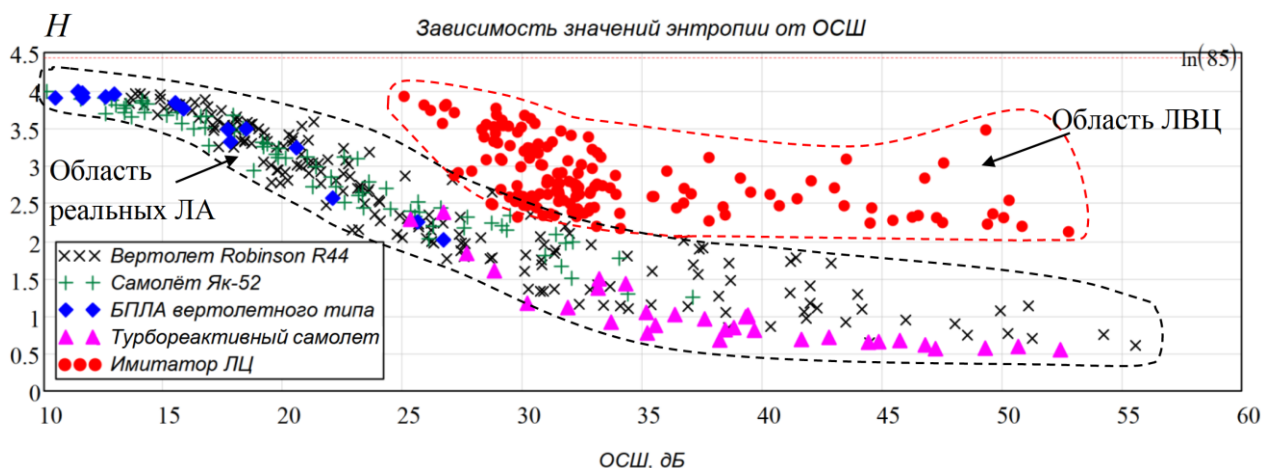


Рисунок 3.9 - Результаты натурных экспериментов по селекции имитирующих радиопомех

Значения энтропии H для эхосигналов, отраженных от реальных ЛА представляет собой некую область, которую можно аппроксимировать зависимостью (3.9). При этом, значения энтропии, соответствующие сигналу ИИСП лежит вне этой области (область ЛВЦ – «ложной воздушной цели»). Максимальное значение энтропии H стремится к теоретическому пределу при $N=85$ ($H=\ln(N)=4,44$). Рисунок 3.9 наглядно показывает расхождение полученных значений для истинных и ложных эхо-сигналов.

Анализ сигналов, отраженных от реальных ЛА и ИИСП выявил высокие значения вероятности правильной селекции P_D в диапазоне от 90 до 99%

(Таблица 2), а ложные распознавания характерны, в первую очередь, для сигналов с многомодовой структурой (вторичная модуляция).

Таблица 2

Тип ЛА	БПЛА	Вертолет	Легкомоторный самолет	Турбореактивный самолет
$P_D, \%$	95	90	93	99

Полученный в ходе экспериментальных исследований эффект различия значений энтропий H (степени когерентности) сигналов, отраженных от реальных воздушных объектов и ретранслятора (помехи), подтвердил возможность селекции активных ИИСП. При этом в ходе ряда экспериментов использовались различные типы ЛА (с винтовым двигателем, турбореактивные, малоразмерные и др.), а также серия однотипных РЛС, отличающихся годом выпуска. Эксперименты проводились для различных типов местностей и погодных условий. Таким образом, представленные экспериментальные данные позволяют говорить о высокой степени достоверности полученных результатов и выводов.

3.4 Селекция имитирующих помех и сигналов с постоянным уровнем частотных флуктуаций на примере сигналов с вторичной модуляцией

В реальной в приемной и/или передающей системах всегда присутствует постоянный уровень фазочастотных флуктуаций. Данные флуктуации, как правило, могут быть вызваны нестабильностью параметров радиосистемы (частоты, амплитуды, длительности и периода следования зондирующего сигнала, частоты задающих гетеродинов приемника, коэффициента различимости приемника, параметров системы межпериодной обработки пачки и др.) [93, 127]. Этот уровень фазочастотных флуктуаций будем считать неизменным во времени (постоянным), который можно учесть при работе и оценить (измерить) либо на этапе регулировки радиосистемы, либо в процессе её эксплуатации.

В то же время для случая имитационной помехи неизвестный уровень частотных флуктуаций будем считать больше постоянных флуктуаций полезного сигнала. Это объясняется особенностью работы имитатора ЛВЦ, на борту которого установлен приемник радиотехнической разведки и передатчик, работающие, как правило, в широком диапазоне частот. В связи с этим имитатор генерирует ретрансляционные сигналы во всем рабочем диапазоне. При этом полоса приемника целевой РЛС (даже широкополосной) намного меньше диапазона работы имитатора. Анализ экспериментальных данных показывает, с направления имитатора наблюдается малый уровень шумовой «дорожки», по структуре напоминающий сигнал активной шумовой помехи. В исследованиях [71, 84] показано, что имитационную помеху можно представить как детерминированный сигнал с заданным доплеровским сдвигом частоты и набором случайных фаз, распределенных по нормальному закону со средним квадратичным отклонением.

На рисунке 3.10 представлен случай распределение энтропии для модели винтового ЛА (2.26) при соотношении мощностей планерной и винтовых составляющих 10:1 как для наиболее часто встречающемся при наблюдении, а на рисунке 3.11 при соотношении – 1:1.

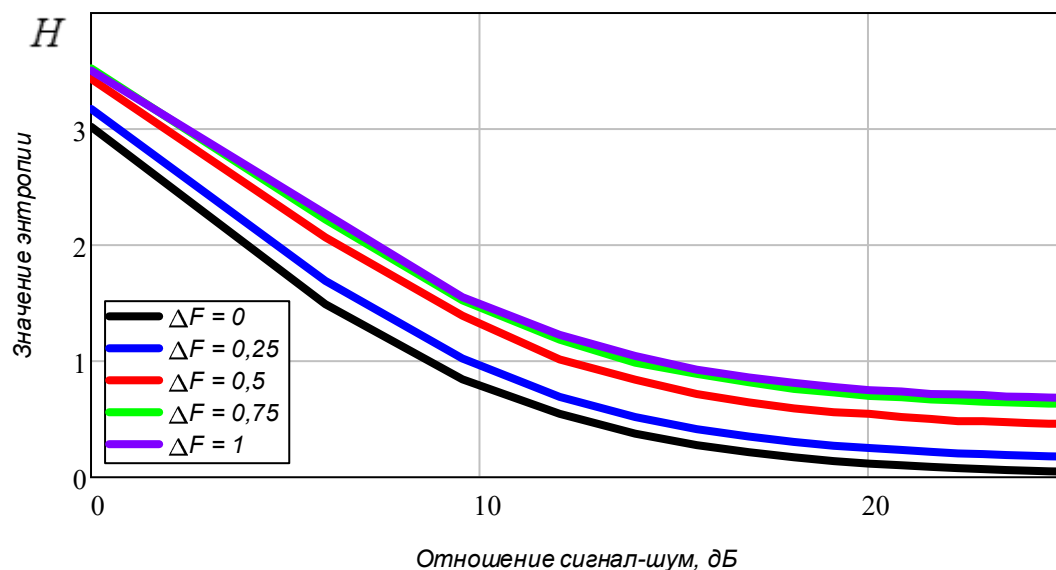


Рисунок 3.10 – Распределение энтропии для винтового ЛА при соотношении мощностей планерной и винтовых составляющих 10:1.

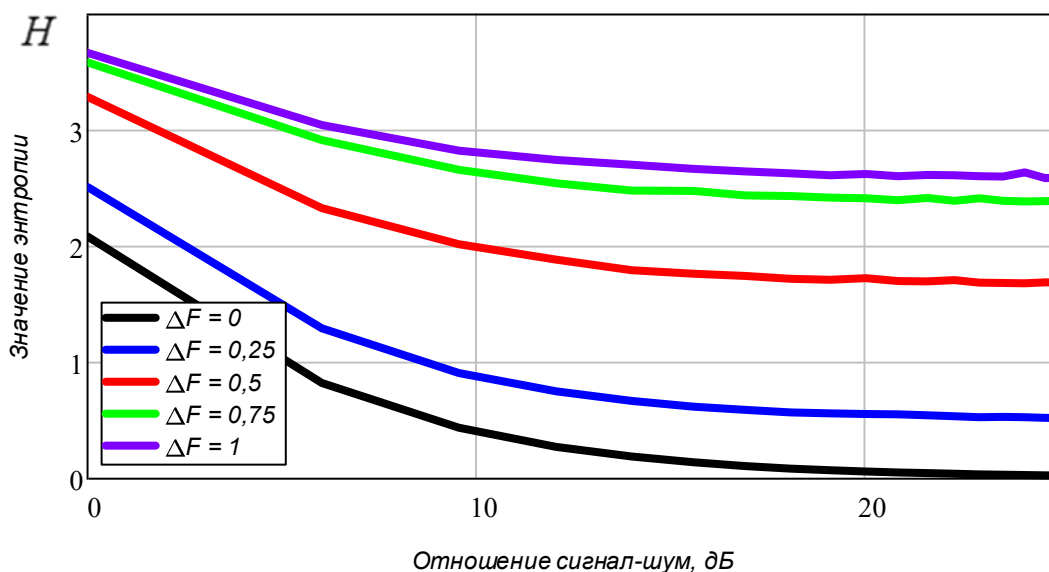


Рисунок 3.11 – Распределение энтропии для винтового ЛА при соотношении мощностей планерной и винтовых составляющих 1:1.

Следует отметить, что последний случай можно трактовать как предельный и маловероятный, когда отражения от всех вращающихся элементов цели, формирующие равномощные «блестящие точки» одинаковы, непрерывно заполняют интервал доплеровских сдвигов частот и соизмеримы с уровнем отражения от планерной составляющей. Экспериментальные исследования показывают [23, 42], что только в 5÷10% случаях отдельные винтовые составляющие сравнимы или превышают мощность планерной. Также такой сигнал может быть получен и от протяженной цели, но как показал расчет в разделе 2.3.3.2, такой случай также маловероятен и не представляет практического интереса.

Флуктуации частоты, обусловленные отражением от винтов, задавались в виде доли равномерного распределения ΔF от диапазона однозначного измерения доплеровского сдвига частоты (или скорости в соответствии с (1.26)), определяемым частотой повторения импульсов $F_{повт}$. Значения параметров N и L выбирались аналогичным как в натурном эксперименте. Графики демонстрируют, что увеличения интервала и уровня равномерных флуктуаций частоты увеличивает значение энтропии [70].

На рисунке 3.12 представлены значения энтропии, полученные численным моделированием, для сигнала имитационной помехи с флуктуациями частоты, распределенными по нормальному закону со СКО $\sigma_{\Delta F}$ на фоне аддитивного белого шума. Из сравнения графиков на рисунках 3.10 и 3.11 с 3.12 видно, что уже для сигнала имитационной помехи с СКО $\sigma_{\Delta F} = 0,1$ (10% от диапазона однозначного измерения доплеровского сдвига частоты) значение энтропии располагаются выше кривых графика 3.10 и соизмерима для случая равномошных отражений от планера и винтов ЛА, занимающих более половины однозначного диапазона измерения доплеровских сдвигов частот. При значении с СКО $\sigma_{\Delta F} = 0,25$ и более энтропия приближается к значению $\ln(N)$ и сигнал имитационной помехи для приемника РЛС теряет закономерную фазовую структуру, что подтверждено исследованиями в разделе 2.3.1 и в [70, 89, 96, 125].

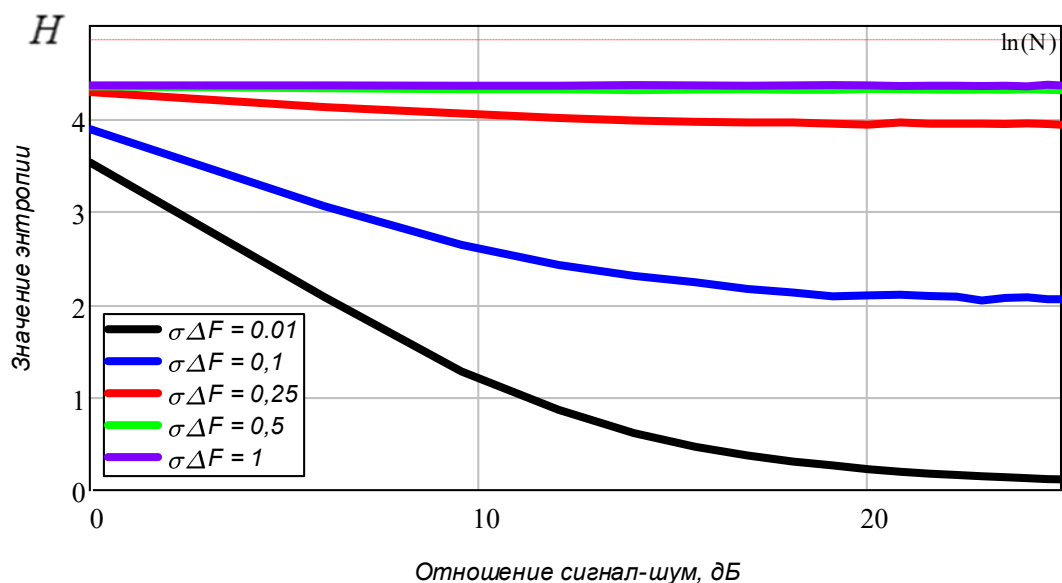


Рисунок 3.12 – Распределение энтропии имитационной помехи при различных СКО $\sigma_{\Delta F}$.

Результаты численного моделирования для моделей винтового ЛА и ИИСП подтверждают различие значений энтропий H (степени когерентности) сигналов, отраженных от реальных воздушных объектов и ретранслятора (помехи) и могут быть использованы при синтезе устройства защиты от ИИСП.

3.5 Методика оценки количественной меры степени когерентности сигналов и анализ вычислительных затрат [119]

Для синтеза устройства защиты от ИИСП и встраивание его в аппаратуру цифровой обработки сигналов РЛС необходим расчет эффективности предлагаемого метода оценки количественной меры степени когерентности сигналов с точки зрения вычислительной сложности, определение наиболее затратных этапов и выработка рекомендаций к повышению быстродействия обработки.

Запишем основные шаги вычисления значения энтропии при использовании предлагаемого метода:

1. Оценка КМ $\hat{M}$ по формуле (1.20);
2. Разложение $\hat{M}$ по СЧ;
3. Нормирование СЧ на сумму СЧ матрицы $\hat{M}$;
4. Вычисление значения энтропии распределения энергии сигнала по формуле (3.7).

Таким образом, процесс вычисления значения энтропии распределения энергии сигнала будет состоять из четырёх основных этапов. Некоторые из этих этапов элементарны, а некоторых содержат большое количество арифметических операции. Также эти этапы можно выполнять в разное время, а не после накопления всей необходимой информации. Будем рассматривать 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.

Оценка КМ. Первым этапом идёт формирование накопление отсчетов КМ. Обработка ведётся в цифровом виде и, поэтому, требуется усреднить КМ по нескольким временным отсчётам. Будем считать, что с выхода цифровых приёмников поступают комплексные отсчёты.

Деление на L в формуле (1.20) необязательно. Если $L = 1$, тогда требуется N^2 комплексных умножений. Если $L \neq 1$, тогда требуется $L \cdot N^2 + L$ комплексных умножений и $(L - 1) \cdot N^2$ комплексное сложение.

Принцип формирования максимально правдоподобной оценки КМ (1.20) во временной области можно наглядно продемонстрировать на рисунке 3.13. Это может быть конечная реализация дискретизированного по времени процесса получаемая из азимутальной пачки.

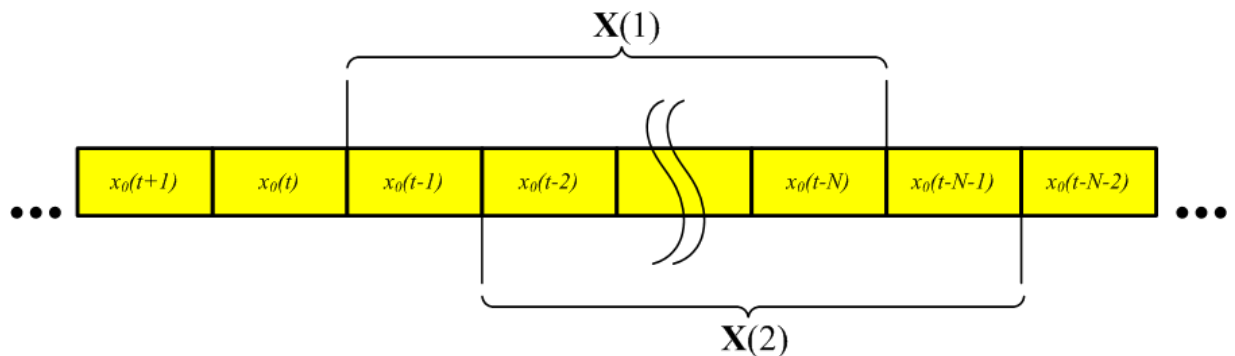


Рисунок 3.13 - Принцип формирования максимально правдоподобной оценки КМ во временной области

С учётом того, большинство процессоров имеет дело с вещественными числами, переведём комплексные умножения и сложения в вещественные операции. Одно комплексное сложение требует двух вещественных сложений, а одно комплексное умножение — два сложения и четыре умножения.

Теперь получим окончательное количество операций. Общее количество умножений равно $4L \cdot (N^2 + 1)$, а сложений — $2L \cdot (N^2 + 1) + 2(L - 1) \cdot N^2 = 4LN^2 - 2N^2 + 2L$

Следовательно, затраты на вычисление максимально правдоподобной оценки КМ составляют:

- $L \cdot N^2 + L$ комплексных умножений;
- $(L - 1) \cdot N^2$ комплексное сложение.

Определение СЧ КМ. Задача определения СЧ матрицы (в том числе и комплексной) является отдельной математической задачей. Эта задача достаточно хорошо изучена, например, в работах [121, 122]. Известно большое количество различных алгоритмов матричных вычислений, отличающихся

как точностью получаемых результатов, устойчивостью решения по отношению к входным данным, так и вычислительными затратами. В случае, если требуется найти не все СЧ, а только заданное количество применяют специальные менее трудоемкие модификации. В нашем же случае для алгоритма требуется найти все СЧ.

На основе свойств эрмитовости оценочной КМ (1.20) как показано в работе [123] общие вычислительные затраты для нахождения СЧ матрицы составляют $3N^3 + 3N^2$ комплексных сложений и умножений.

Нормирование СЧ на сумму собственных значений матрицы. Известно, что [83, 121, 122] СЧ эрмитовой КМ являются действительными и неотрицательными. Следовательно, вычисление суммы СЧ эрмитовой КМ потребует $(N - 1)$ вещественных сложений. Нормирование СЧ требует N операций делений.

Вычисление значения энтропии распределения энергии сигнала требует:

- N вычислений значений логарифма;
- N вещественных умножений;
- $(N - 1)$ вещественных сложений.

Таким образом, вычислительная сложность метода оценки количественной меры степени когерентности сигналов на всех этапах для устройства защиты от ИИСП будет определяться следующими затратами.

Оценка КМ:

- $L \cdot N^2 + L$ комплексных умножений;
- $(L - 1) \cdot N^2$ комплексное сложение.

Определение СЧ КМ:

- $3N^3 + 3N^2$ комплексных сложений и умножений.

Нормирование СЧ на сумму собственных значений матрицы:

- $(N - 1)$ вещественных сложений
- N операций делений

Вычисление значения энтропии распределения энергии сигнала:

- N вычислений значений логарифма;

- N вещественных умножений;
- $(N - 1)$ вещественных сложений.

Расчеты показали, что исходя от количества импульсов в азимутальной пачки в 256 отчетов [118] и выбранных в соответствии с [115] значений $L = 170$ и $N = 85$ количество операций с плавающей точкой в секунду составляет приблизительно 25 MFLOPS. Естественно, что в зависимости от размера окна, используемого для оценки КМ будет зависеть количество необходимых операций для выполнения алгоритма. График зависимости уровня вычислительных затрат представлен на рисунке 3.14.

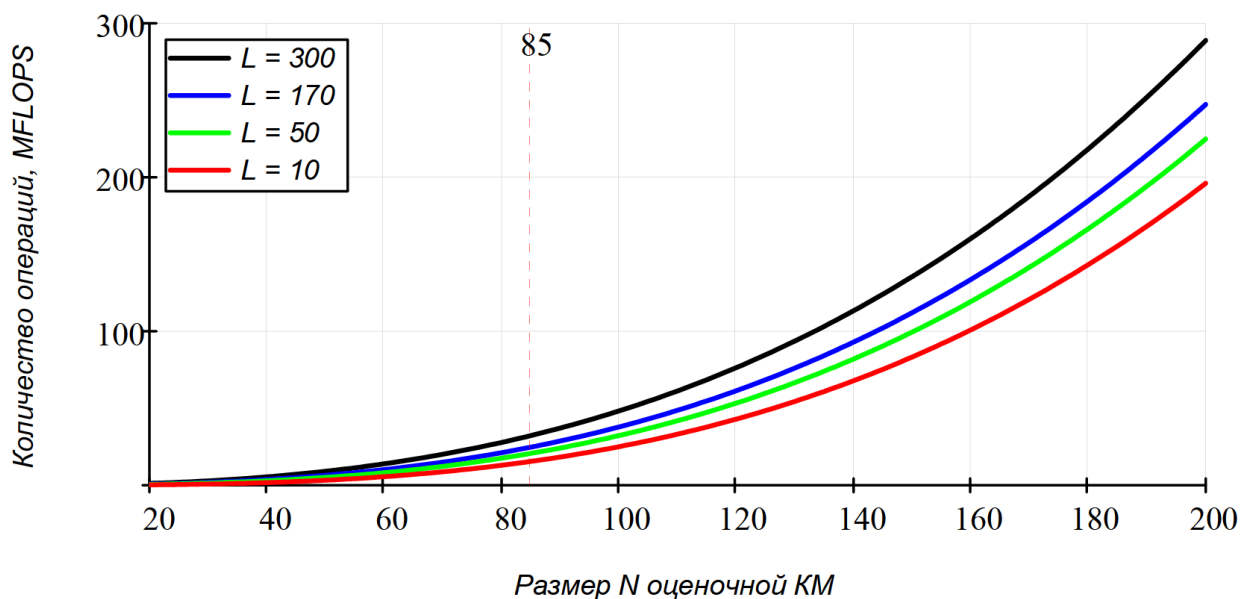


Рисунок 3.14 – Уровень вычислительных затрат в зависимости от размера оценочной КМ.

Вычислительная система РЛС, на которой проводили экспериментальное исследование алгоритма селекции ложных целей имеет общую производительность 12 GFLOPS. Следовательно, вычислительные затраты на реализацию данного алгоритма для РЛС составят менее 1% от общей вычислительной мощности специализированной вычислительной машины РЛС. С учётом требований для вычислительных средств РЛС по резерву вычислительных ресурсов по производительности 20÷25%, программная реализация алгоритма селекции ЛВЦ не представит затруднений. При этом, не потребуется приобретение дополнительных

процессорных модулей, изменение конструктива, коррекция конструкторской документации и т.д. Таким образом программная реализация системы селекции ЛВЦ в исследуемой РЛС позволит существенно повысить помехозащищённость от ЛВЦ при минимальных аппаратурных и финансовых затратах.

Таким образом, проведён анализ вычислительных затрат (объём вычислений, количество операций) отдельных этапов оценки количественной меры степени когерентности сигналов в виде энтропии распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его КМ. Продемонстрировано, что наиболее затратными в вычислительном плане являются этапы вычисления оценки КМ и разложения по СЧ. Вычислительная трудоёмкость данных этапов пропорциональна $\sim N^3$. Поэтому для вычисления сокращения вычислительных затрат необходимо отдельно рассмотреть задачи выбора оптимального размера оценочной КМ в анализируемом окне, а также целесообразно использовать специальные (быстродействующие) алгоритмы расчёта СЧ эрмитовой КМ [121, 122].

3.6 Синтез устройства селекции ложных целей [124]

Схема тракта первичной обработки типовой когерентно-импульсной РЛС, включающая устройство защиты от ИИСП может быть представлена на рисунке 3.15.

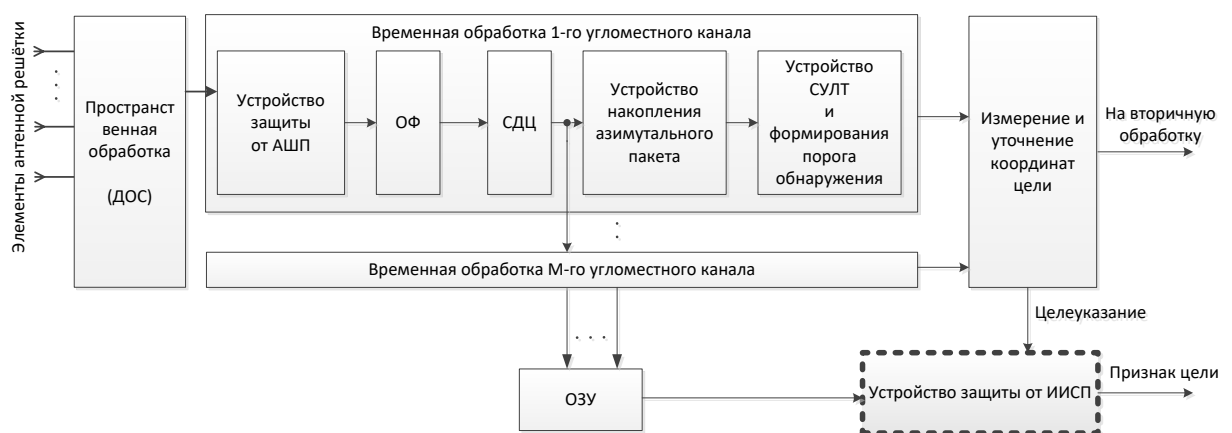


Рисунок 3.15 - Тракт первичной обработки когерентно-импульсной РЛС.

Данные со всех угломестных каналов приходят в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ). Устройство защиты от ИИСП, выделенное на рисунке пунктиром, внедрено в схему первичной обработки и реализовано на программном уровне.

Структурная схема устройства защиты от ИИСП представлена на Рисунок 3.16.

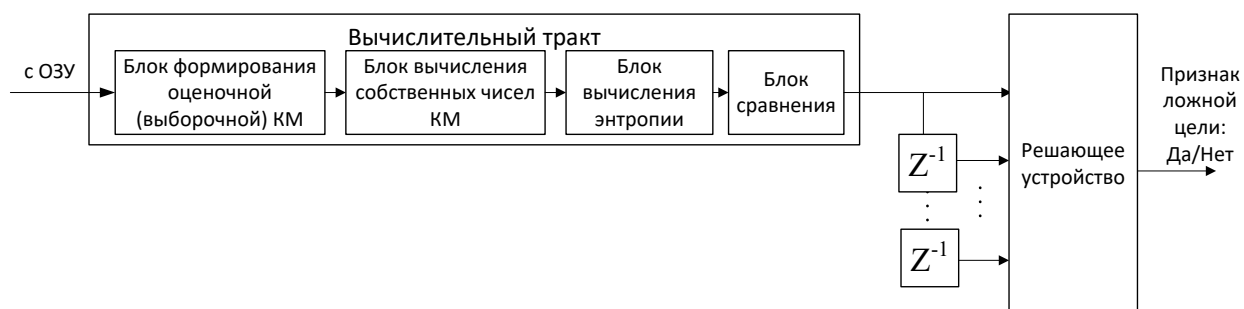


Рисунок 3.16 - Устройство селекции от ИИСП.

В соответствии с приведенным в подразделе 3.4 расчетом вычислительных затрат алгоритма вычисления значения энтропии при использовании предлагаемого метода можно выделить следующие блоки обработки информации:

1. Блок формирования оценочной (выборочной) КМ;
2. Блок вычисления СЧ выборочной КМ;
3. Блок вычисления энтропии;
4. Блок сравнения.

По целеуказанию с ОЗУ признаки цели поступают в первый вычислительный тракт, где в блоке формирования оценочной КМ, блоке вычисления СЧ КМ и блоке вычисления энтропии происходят вычислительные операции.

В блоке формирования выборочной КМ осуществляется накопление КМ. С выхода цифровых приёмников поступают комплексные отсчеты. Обработка ведется в цифровом виде и, поэтому усреднить КМ по временным отсчётам осуществляется в соответствии с (1.20).

В блоке вычисления СЧ КМ определяются собственные значения (числа) матрицы (в том числе и комплексной матрицы).

В блоке сравнения выполняется операция, описываемая в формуле (1)

$$\hat{H} - H_{\text{эт}} \begin{matrix} > \text{Да} \\ < \text{Нет} \end{matrix} h_{\text{пор}}, \quad (3.14)$$

где $\hat{H}$ – текущая оценка значений энтропии распределения энергии сигнала, полученная с одного обзора; $H_{\text{эт}}$ – табличное значение энтропии распределения энергии сигнала, хранящееся в базе данных и восстановленное по эмпирическим данным от сигналов реальных воздушных целей.

Интегральные функции распределения значений энтропии для аддитивной смеси сигнала и шума приведены на рисунке 3.17, при $N = 10$ и на рисунке 3.18 при $N = 130$, $L \approx 2N$. Поскольку получение аналитического выражения для распределения энтропии представляет собой достаточно сложную задачу, то распределения получены путем компьютерного моделирования.

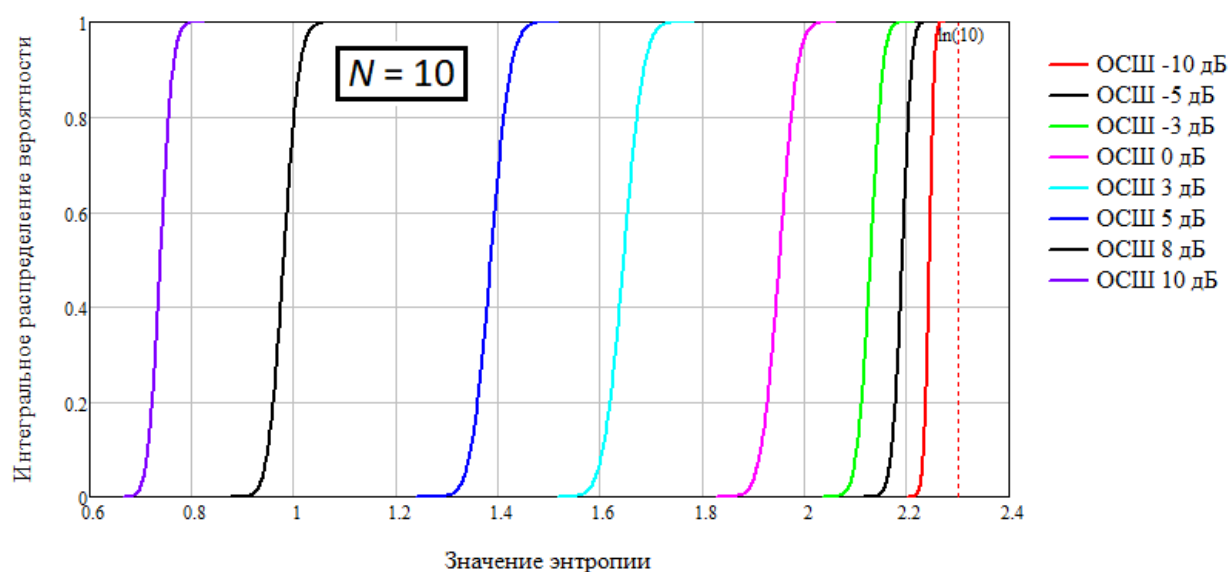


Рисунок 3.17 - Интегральные функции распределения значений энтропии для аддитивной смеси сигнала и шума приведены при $N = 10$

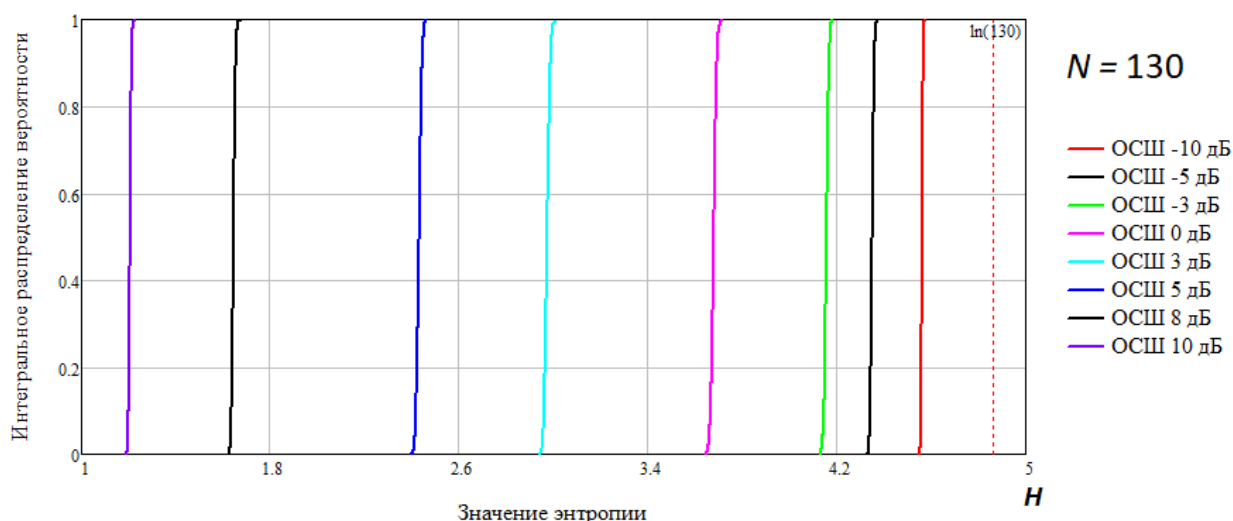


Рисунок 3.18 - Интегральные функции распределения значений энтропии для аддитивной смеси сигнала и шума приведены при $N = 130$

В свою очередь характеристики распределений значений энтропии от ложных целей при фиксированных ОСШ располагаются выше по сравнению с характеристиками реальных целей, то на выходе блока сравнения разность $\hat{H} - H_{\text{эт}}$ будет превышать $h_{\text{пор}}$ (заданный порог), что позволяет предполагать о признаке наличия ложной цели. Проверка происходит с использованием решающего устройства. С выхода вычислительного тракта на решающее устройство поступают оценки значений энтропии от каждой азимутальной пачки. При выявлении превышения порога, решающим устройством осуществляется выдача решения об обнаружении ложной цели.

3.7 Выводы по главе 3

По результатам исследования можно сделать следующие основные выводы:

1. Предложен и исследован метод защиты от интеллектуальных имитирующих активных радиопомех, основанный на оценке когерентных свойств радиолокационных сигналов. В качестве селектирующего признака предложена мера когерентности сигналов как энтропия H распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его выборочной корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{M}}$.

2. 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 приемной системы.

3. Показана возможность использования оценки распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы для анализа когерентных свойств радиолокационных сигналов при обнаружении нескольких близкорасположенных источников сигнала при условии ортогональности волновых фронтов.

4. Приведены результаты натурных экспериментальных исследований с использованием различных типов летательных аппаратов (с винтовым двигателем и турбореактивных) и специализированной аппаратуры - ретранслятора имитирующих радиопомех. Полученный в ходе экспериментальных исследований эффект различия степени когерентности сигналов, отраженных от реальных воздушных объектов, и сигнала помехи, подтверждён численным моделированием и позволяет провести селекцию активной имитирующей радиопомехи.

5. Рассмотренный метод, кроме радиолокационных систем, также может быть использован при защите от имитирующих радиопомех систем радиосвязи и радионавигации.

6. Предложена методика оценки количественной меры степени когерентности сигналов и анализ вычислительных затрат.

7. Предложено и запатентовано устройство защиты от интеллектуальных имитирующих радиопомех.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертации представлены результаты исследований, направленные на повышение эффективности радиотехнических систем мониторинга воздушного пространства по обнаружению малоразмерных и малоскоростных воздушных объектов в сложной сигнально-помеховой обстановке за счет комплексной реализации квазиоптимальных методов временной обработки сигналов.

Основными из этих результатов являются следующие:

1. Показано, что проекционный метод доплеровской фильтрации превосходит по своим характеристикам известные квазиоптимальные методы межпериодной фильтрации полезного сигнала на фоне собственного шума и пассивной помехи. 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 $\mathbf{M}$ и вычислением обратной матрицы $\mathbf{M}^{-1}$. Показана возможность синтеза групп фильтров с различными зонами режекции, обеспечивающих обнаружение воздушных объектов в заданном диапазоне радиальных скоростей.
2. Проведён анализ статистических характеристик разрешения и распознавания полезного сигнала при малых ОСШ при наличии одного мощного источника сигнала-помехи на основе анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы и показана возможность разрешения и распознавания слабого сигнала на фоне сильного детерминированного сигнала с частотами меньшими интервала релеевского разрешения.
3. Приведены результаты натурных экспериментов и показана работоспособность проекционного метода по обнаружению малоскоростных воздушных объектов (в том числе малоразмерных и низколетящих) в сложной сигнально-помеховой обстановке - на фоне местных предметов (в горной

местности). Использование проекционного метода доплеровской фильтрации позволяет обеспечить обнаружение сигналов, отраженных от малоскоростных воздушных объектов (с радиальными скоростями близкими к нулю) на фоне интенсивных отражений от местных предметов и подстилающей поверхности с минимальными потерями в ОСШ.

4. Приведены результаты численного моделирования и натурных экспериментов, оценивающие возможности применения методов сверхразрешения для выявления признаков вторичной модуляции при обнаружении ЛА с винтовым двигателем при малых ракурсных углах наблюдения. Проанализированы методы сверхразрешения: проекционный метод MUSIC и авторегрессионный метод прямого-обратного линейного предсказания для обнаружения модуляционных спектральных составляющих, вызванных вращением винтов. Предложено и запатентовано устройство распознавания винтовых летательных аппаратов, отличающаяся от известных применением методов сверхразрешения для выявления признаков вторичного излучения.

5. Проведено сравнение доплеровских портретов сигналов, отраженных от различных типов летательных аппаратов: винтовых и реактивных. Результаты демонстрируют, что применение методов сверхразрешения позволяет повысить вероятность распознавания винтовых летательных аппаратов, летящих на встречных курсах при ракурсных углах близких к нулевым с 50% до 90% по сравнению с классическим алгоритмом на основе ДПФ.

6. Проведён анализ статистических характеристик разрешения источников сигналов с частотными флуктуациями при малых ОСШ при наличии одного мощного источника сигнала-помехи на основе анализа СЧ выборочной КМ. Показано, что характеристики разрешения сигналов с равномерным распределением флуктуаций частоты при заданной вероятности правильного разрешения имеют ОСШ, в среднем, на 1,5 дБ больше по сравнению с характеристиками сигналов с нормальным распределением флуктуаций частоты.

7. Рассмотренный в работе метод, основанный на анализе собственных чисел выборочной корреляционной матрицы позволяет повысить эффективность распознавания радиолокационных сигналов, отраженных от винтовых летательных аппаратов, имеющих малую отражающую способность винтов, в том числе в сложной сигнально-помеховой обстановке (например, на фоне местных предметов). Метод позволяет обнаруживать эффект вторичной модуляции в случаях низкой отражательной способности винтов летательного аппарата, когда методы на основе дискретного преобразования Фурье и методы сверхразрешения не позволяют выявить спектральные составляющие пропеллерной модуляции, т.е. характерные пики, соответствующие сигналам, отраженным от лопастей. Приведенные результаты натурных экспериментов с использованием трёх классов целей подтверждает эффективность использования метода на основе анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы для распознавания винтовых летательных аппаратов в сложной сигнальной ситуации. Кроме того, экспериментально показана возможность использования предложенного метода для классификации типа винтового летательного аппарата по скорости несущих винтов.

8. Исследован метод защиты от интеллектуальных имитирующих активных помех, основанный на оценке когерентных свойств радиолокационных сигналов. В качестве селектирующего признака предложена мера когерентности сигналов как энтропия H распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его выборочной корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{M}}$.

9. Приведены результаты натурных экспериментальных исследований с использованием различных типов летательных аппаратов (с винтовым двигателем и турбореактивных) и специализированной аппаратуры - ретранслятора имитирующих радиопомех. Полученный в ходе экспериментальных исследований эффект различая степени когерентности сигналов, отраженных от реальных воздушных объектов, и сигнала помехи,

подтверждён численным моделированием и позволяет провести селекцию активной имитирующей радиопомехи.

10. Предложена методика оценки количественной меры степени когерентности сигналов и анализ вычислительных затрат. Предложено и запатентовано устройство защиты от интеллектуальных радиопомех, отличающаяся от известных применением количественной меры когерентности в виде энтропия H распределения энергии сигнала по собственным подпространствам его выборочной корреляционной матрицы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бакулев, П.А. Методы и устройства селекции движущихся целей / П.А. Бакулев, В.М. Степин. - Москва: Радио и связь, 1986. - 288 с.
2. Леховицкий, Д.И. СДЦ в импульсных РЛС: 1. Физический смысл и экстремальные свойства операций междупериодной обработки гауссовых сигналов на фоне гауссовых пассивных помех / Д.И. Леховицкий, В.П. Рябуха, Г.А. Жуга // Прикладная радиоэлектроника. - 2011. - Том 10, №4. - С. 463-478.
3. Вовшин, Б.М. Теоретико-экспериментальное сравнение адаптивных и традиционных устройств СДЦ в импульсных РЛС / Б.М. Вовшин, И.С. Вылегжанин, А.Н. Корнеев [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. 2018. - №4. - С. 40-56.
4. Вовшин, Б.М. Теоретические основы и пути практической реализации адаптивных систем компенсации пассивных помех в импульсных РЛС / Б.М. Вовшин, И.С. Вылегжанин, А.Н. Корнеев [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. 2018. - №6. - С. 12-29.
5. Вовшин, Б.М. Результаты экспериментальных исследований свойств и характеристик пассивных помех в импульсных РЛС / Б.М. Вовшин, И.С. Вылегжанин, А.Н. Корнеев, А.А. Пушков // Успехи современной радиоэлектроники. -2018. - №2. - С.51.
6. Вовшин, Б.М. Компенсация отражений от местных предметов в импульсно-доплеровских метеорадиолокаторах / Б.М. Вовшин, В.К. Битюков // Радиотехника и электроника. - 2022. - том 67, №2. - С. 149-156.
7. Ширман, Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос – Москва: Радио и связь, 1981. – 416 с.
8. Транк, Дж.В. Коэффициент потерь при накоплении шумов в системах СДЦ / Дж.В. Транк // ТИИЭР. – 1977. – Т.65, № 11. – С. 115-116.

9. Бакулев, П.А. Разработка первых систем защиты РЛС от пассивных помех (исторический обзор) / П.А. Бакулев, В.Г. Бартенев, Л.И. Григорьев, П.Ю. Кобзырев // Радиотехника. - 2016. - № 5. - С. 142.
10. Фитасов, Е.С. 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. - С.13–19.
11. Плекин, В.Я. Цифровые устройства селекции движущихся целей / В.Я. Плекин – Москва: САЙНС-ПРЕСС, 2003. – 80 с.
12. Справочник по радиолокации: в 4 т. Т. 1. Основы радиолокации: Пер. с англ. / под ред. Я. С. Ицхоки.– Москва: Сов. радио, 1976.– 456 с.
13. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / Под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова. Москва: Радиотехника, 2003. - 416 с.
14. Защита от радиопомех. Под ред. М. В. Максимова. Москва: Сов. радио, 1976. - 496 с.
15. Фитасов, Е.С. Квазиоптимальный проекционный метод доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов / Е.С. Фитасов, И.Я. Орлов, С.А. Козлов [и др.] // Изв. вузов. Радиофизика. - 2019. - Т. 62, № 6. - С. 460–468.
16. Козлов, С.А. Экспериментальные исследования проекционного метода доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов при обнаружении воздушных объектов с малыми радиальными скоростями / С.А. Козлов [и др.] / Сборник трудов XXVIII конференции «Радиолокация, навигация, связь», посвященной памяти Б.Я. Осипова, г. Воронеж, 27-29 сентября 2022 г. 2022. - Т.3. - С. 304-312.
17. Фитасов, Е.С. Экспериментальная оценка проекционного метода доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов при обнаружении воздушных объектов с малыми радиальными скоростями / Е.С. Фитасов, Е.В. Леговцова, Д.А. Пальгуев, С.А. Козлов [и др.] // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. - 2021. - Т. 64. № 4. - С. 331-340.

18. Абраменков, В.В. Обоснование подхода к построению системы селекции движущихся целей радиолокационной станции обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов / В.В. Абраменков, О.В. Васильченко, А.П. Муравский // Журнал СФУ. Техника и технологии. - 2019. - 12(7). - С. 780-791. DOI: 10.17516/1999-494X-0178.
19. Муравский, А.П. Сравнительная оценка методов компенсации пассивных помех в радиолокационных станциях / А.П. Муравский, М.А. Азерский // Радиопромышленность. - 2017. - №3. - С. 79-85.
20. Шестаков, Н.В. Исследование радиолокационных отражений от беспилотных летательных аппаратов с малой эффективной поверхностью рассеяния / Н.В. Шестаков // Известия ТулГУ. Технические науки. - 2022. - Вып. 2. - С. 402-407.
21. Ritchie, M. Micro-drone RCS analysis / M. Ritchie, F. Fioranelli, H. Griffiths, B. Torvik // IEEE Radar Conference: Johannesburg, South Africa, 27–30 October 2015. Johannesburg, 2015. DOI: 10.1109/RadarConf.2015.7411926.
22. Костромицкий, С.М. Радиолокационные характеристики микро- БПЛА / С.М. Костромицкий, Д.С. Нефёдов // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». - 2023. - № 3. - С. 12–23.
23. Гейстер, С.Р. Адаптивное обнаружение-распознавание с селекцией помех по спектральным портретам / С.Р. Гейстер. - Минск: Военная академия РБ, 2000. - 172 с.
24. Карманов, Ю.Т. Способ защиты РЛС со сложным сигналом от имитирующей помехи / Ю.Т. Карманов, Г.А. Непомнящий // Вестник ЮУрГУ. - 2009. - №26. - С. 41–46.
25. Митрофанов, Д.Г. К вопросу о селекции ложных целей / Д.Г. Митрофанов, А.В. Ковынёв, В.В. Бортовик // Военная мысль. 2021. - № 9. – С.59 -69.
26. Крячко, А.Ф. Оценка воздействия структурных помех на приемно-регистрирующее оборудование радиотелеметрических систем / А.Ф.

- Крячко, Н.А. Гладкий, В.К. Лосев // Успехи современной радиоэлектроники. - 2015. - № 10. - С. 201–204.
27. Гейстер, С.Р. Разрушение спектральной структуры имитирующих помех путем псевдослучайного изменения фазовой диаграммы направленности антенны радиолокатора / С.Р. Гейстер, И.С. Садовский // В Сб.: «Доклады БГУИР». – 2005. - №1. - С. 48-53.
28. Паршуткин, А.В. Имитационная модель обработки радиолокационной информации в сети радиолокационных станций в условиях сигналоподобных помех / А.В. Паршуткин, Д.Г. Левин, А.В. Галандзовский // Информационно-управляющие системы. – 2019. - № 6. - С. 22–31. doi:10.31799/1684-8853-2019-6-22-31.
29. Патент № 2225624 Рос. Федерация, МПК G01S 13/02 (2000.01). Способ распознавания ложных воздушных целей при двухпозиционном зондировании: № 2002121150 : заявл. 09.08.2002 : опубл. 10.03.2004, Бюл. № 7 / Митрофанов Д.Г., Бортовик В.В., Бочкарев А.В., [и др.] ; заявитель Митрофанов Дмитрий Геннадьевич.
30. Киреев, С.Н. Особенности подавления ретрансляционных помех с помощью нелинейного преобразования при цифровой обработке сигнала / С.Н. Киреев, В.А. Таланов // Радиотехника. – 2008. - №1. – С. 60-64.
31. Карманов, Ю.Т. Способ защиты РЛС со сложным сигналом от имитирующей помехи / Ю.Т. Карманов, Г.А. Непомнящий // Вестник ЮУрГУ. – 2009.- №26. – С. 41-46.
32. Патент на полезную модель № 98260 Рос. Федерация, МПК G05B 11/00 (2006.01). Компенсатор имитационных помех : № 2010121261/08 : заявл. 27.05.2010 : опубл. 10.10.2010, Бюл. № 28 / Ананьев В.Е., Коровин О.В., Коровина М.О., Медов И.Н.; заявитель Межрегиональное общественное учреждение "Институт инженерной физики". – 9 с.
33. Патент № 2280263 Рос. Федерация, МПК G01S 13/52 (2006.01). Способ селекции ложных воздушных целей : № 2005102388/09 : заявл. 31.01.2005

- : опубл. 20.07.2006, Бюл. № 20 / Прохоркин А.Г., Митрофанов Д.Г., Оверченко А.Г. [и др.] ; заявитель Митрофанов Дмитрий Геннадьевич.
34. Патент № 2348053 Рос. Федерация, МПК G01S 13/52 (2006.01). Способ распознавания ложных воздушных целей : 2007138527/09 : заявл. 16.10.2007 : опубл. 27.02.2009, Бюл. № 6 / Митрофанов Д.Г., Бортовик В.В., Сафонов А.В., [и др.] ; заявитель Митрофанов Дмитрий Геннадьевич.
35. Крячко, А.Ф. Воздействие имитационных помех на информационно-измерительные системы / А.Ф. Крячко, М.А. Куксенко // Вопросы радиоэлектроники. - 2009. - №2. - С. 107–116.
36. Modeling and analyzing interference signal in a complex electromagnetic environment / Liu, Ct., Wu, Rj., He, Zx. [et al.] // J Wireless Com Network 2016, 1 (2016). <https://doi.org/10.1186/s13638-015-0498-8>.
37. Егорочкин, Г.А., Бляхман А.Б., Бомштейн А.Д. и др. Наземные и вертолетные РЛС разработки ННИИРТ / Г.А. Егорочкин, А.Б. Бляхман, А.Д. Бомштейн [и др.] // В кн. История отечественной радиолокации. - Москва: ООО «Изд. дом «Столичная энциклопедия», 2015. - С. 48.
38. Орлов, И.Я. Оценка влияния интерференции радиоволн в антенных решетках при приеме радиосигналов под малыми углами места в L, S и X частотных диапазонах / И.Я. Орлов, Е.С. Фитасов, С.А. Козлов, А.Г. Королев // Антенны. - 2017. - №11. - С.25–30.
39. Пороговые сигналы: Пер. с англ. / под ред. А.П. Сиверса. – Москва: Советское радио, 1952. – 298 с.
40. Слюсарь, Н. М. Вторичная модуляция радиолокационных сигналов динамическими объектами. Монография / Н. М. Слюсарь. Смоленск: ВА ВПВО СВ РФ, 2006. – 153 с.
41. Ширман, Я.Д. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование / Я.Д. Ширман, С.А. Горшков, С.П. Лещенко [и др.] // В Сб.: «Радиолокация и радиометрия», №2, Радиолокационное

распознавание и методы математического моделирования, вып. III, 2000.
– С.5-64.

42. Гейстер, С.Р. Экспериментальное исследования спектральных портретов винтовых и турбореактивных самолетов в радиолокаторе обзора с непрерывным зондирующим сигналом / С.Р. Гейстер, В.И. Курлович, С.В. Шаляпин // В Сб.: «Радиолокация и радиометрия», №2, Радиолокационное распознавание и методы математического моделирования, вып. III, 2000. – С. 90-96.
43. Черных, М.М. Экспериментальные исследования информационных свойств когерентных радиолокационных сигналов / М.М. Черных, О.В. Васильев, А.В. Богданов [и др.] // Радиотехника. – 2000.- №3. – С. 47-54.
44. Аганин, А.Г. Распознавание воздушной цели класса «самолет с винтовым двигателем» / А.Г. Аганин, О.В. Васильев, В.Е. Макаев // Радиотехника. – 2001. – №8. – С. 69-73.
45. Абатуров, В.А. Математические модели радиолокационных сигналов, отраженных от воздушных целей разных классов / В.А. Абатуров, О.В. Васильев, В.А. Ефимов, В.Е. Макаев // Радиотехника. – 2006. – №7. – С. 28-33.
46. Васильев, О.В. Особенности создания банка данных радиолокационных эталонных портретов сигналов, отраженных от воздушных целей / О.В. Васильев, М.Н. Жуков, Р.А. Потапов, А.Г. Ситников // Радиотехника. – 2010. – №7. – С. 57-60.
47. Васильев, О.В. Особенности распознавания воздушных целей в бортовых РЛС при длительной когерентной обработке / О.В. Васильев, В.А. Абатуров, Р.А. Потапов, [и др.] // Радиотехника. – 2011. – №2. – С. 43-51.
48. Крутиков, А.В. Автоматическая классификация целей в бортовых РЛС по их спектральным портретам / А.В. Крутиков, В.Б. Поляков, Т.Г. Помозова // Вопросы радиоэлектроники, серия РЛТ, вып. 1, 2009. – С. 75-85.
49. Фомин, А.В. Разрешение радиолокационных целей, находящихся в одном импульсном объеме РЛС с МИП, при обработке отраженных сигналов в

- частотной области в условиях воздействия турбовинтового эффекта / А.В. Фомин // Труды шестой Всероссийской научно-практической конференции «Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем». – Ульяновск, 2008. – 220 с.
50. Митрофанов, Д.Г. Методы компенсации влияния составляющих турбинного эффекта при построении изображений воздушных целей / Д.Г. Митрофанов, А.Г. Прохоркин // Радиотехника. – 2006. - №9. - С.32-37.
51. Митрофанов, Д.Г. Учет траекторных особенностей при получении доплеровских портретов воздушных целей / Д.Г. Митрофанов // Вопросы радиоэлектроники, серия РЛТ. – 2009. - вып. 1. – С. 165-173.
52. Ширман, Я.Д. О моделировании вторичного излучения воздушных целей и его использование в технике радиолокационного распознавания / Я.Д. Ширман, С.П. Лещенко, В.М. Орленко // Радиолокация и радиометрия. - 2000. - Вып. 3. - С. 65–75.
53. Воробьев, Е.Н. Распознавание винтомоторных летательных аппаратов в пассивной бистатической РЛС / Е.Н. Воробьев, В.И. Веремьев, Д.В. Холодняк // Изв. ВУЗов России. Радиоэлектроника. - 2018. - № 6. - С. 75–82. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-75-82.
54. Гейстер, С.Р. Математические модели радиолокационного сигнала, отраженного от несущего винта вертолета, в приложении к обращенному синтезу / С.Р. Гейстер, Т.Т. Нгуен // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. - 2019. - Т. 22, № 3. - С. 74–87. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-74-87.
55. Лавров, А. А. Наблюдение квадрокоптеров радиолокатором при длительном когерентном накоплении сигнала / А.А. Лавров, И.К. Антонов, А.А. Касаикин, В.Г. Овчинников // Успехи современной радиоэлектроники. - 2021. - Т. 75, № 2. - С. 29–37.
56. Ritchie, M. Monostatic and Bistatic Radar Measurements of Birds and Micro-Drone / M. Ritchie, F. Fioranelli, H. Griffiths, B. Torvik // 2016 IEEE Radar

- Conf., Philadelphia, USA, 2-6 May, 2016. Pp. 1–10. Doi: 10.1109/RADAR.2016.7485181.
57. Gong J., Yan J., Li D., Kong D. Detection of micro-Doppler signals of drones using radar systems with different radar dwell times // Drones. - 2022. - Vol. 262, no. 6. - P. 1–15.
58. Yang, F. Practical Investigation of a MIMO radar system capabilities for small drones detection / F. Yang, F. Xu, F. Fioranelli, J. [et al.] // IET Radar, Sonar Navigation. - 2021. - No. 15. - P. 760–774.
59. Ezuma, M. Comparative analysis of radar cross section based UAV classification techniques / M. Ezuma, C.K. Anjinappa, V. Semkin, I. Guvenc // IEEE Sensors Journal. - 2022. - Vol. 22. no. 18. - P. 17932–17949.
60. Козлов, С.А. Влияние пропеллерной модуляции на обнаружение винтовых летательных аппаратов / С.А. Козлов, Е.С. Фитасов, В.В. Насонов, Е.С. Хмылов // Вестник Ярославского государственного университета им. П.Г.Демидова. Серия Естественные и технические науки. - 2014. - №2. - С. 46–54.
61. Козлов, С.А. Исследование возможности использования методов сверхразрешения для классификации винтовых летательных аппаратов / С.А. Козлов, Е.С. Фитасов // В сб.: Докл. XVII -й научн-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». 12-14 апр. 2011 г. Воронеж: Изд-во НПФ «САКВОЕЕ», 2011. - Т.3. - С.2041–2049.
62. Фитасов, Е.С. К вопросу повышения эффективности классификации винтовых летательных аппаратов в РЛС дециметрового диапазона / Е. С. Фитасов., С.А. Козлов, Д.Ю. Алексеев, Д.С. Пугин // Известия Российской академии ракетных и артиллерийских наук. - 2016. - №3 (93). - С. 66–71.
63. Mostafa, I. Propeller Modulation Equalization via Reference Tones / I. Mostafa, E. Sabit // URL: https://www.researchgate.net/publication/382654853_Propeller_Modulation_Equalization_via_Reference_Tones (дата обращения 20.06.2025).

64. Марпл–мл., С.Л. Цифровой спектральный анализ / С.Л. Марпл-мл. - Москва: Мир, 1990. - 547 с.
65. Тафтс, Д.У. Оценивание частот нескольких синусоид: Модификация метода линейного предсказания, сравнимая по эффективности с методом максимального правдоподобия / Д.У.Тафтс, Р.Кумаресан // ТИИЭР. – 1982.– Т.70, № 9.– С. 88–109.
66. Чижев, А.А. Сверхрешение. Т. 1: Классический взгляд на проблему / А.А. Чижев. - Москва: КРАСАНД, 2010. – 96 с.
67. Чижев, А.А. Сверхрешение. Т.2: Преодоление фактора некорректности обратной задачи рассеяния и проекционная радиолокация / А.А. Чижев - Москва: КРАСАНД, 2010. – 104 с.
68. Чижев, А.А. Сверхрешение радиолокационных целей при воздействии активных шумовых помех по основному и ближнему боковым лепесткам диаграммы направленности антенны РЛС / А.А. Чижев // Информационно-управляющие системы. - 2016. - № 1. - С. 88–92.
69. Карта данных сертификата типа № СТ206-R44. Издание 01 от 12.11.2007. URL: <https://helico-russia.ru/upload/Robin.pdf>.
70. Фитасов, Е.С. Оценка когерентности радиолокационных сигналов с флуктуациями параметров / Е.С. Фитасов, И.Я. Орлов, Е.В. Леговцова, В.В. Насонов // Изв. вузов. Радиофизика. - 2021. - Т. 64, № 1. - С. 69–82. doi: 10.52452/00213462_2021_64_01_6.
71. Кудряшова, О.Е. Селекция сигналоподобных помех на основе анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы / О.Е. Кудряшова, Е.С. Фитасов// Изв. вузов. Радиофизика. - 2024. - Т. 67, № 5. - С. 457-467. doi: 10.52452/00213462_2024_67_05_457.
72. Болховская, О.В. Решающие статистики для некогерентного обнаружения сигналов в многоэлементных антенных решётках / О.В. Болховская, А.А. Мальцев // Изв. вузов. Радиофизика. - 2018. - Т. 61, № 2. - С. 163–179.

73. Болховская О.В. Характеристики обнаружения пространственных сигналов для статистик обобщенного отношения правдоподобия в случае коротких выборок // О.В. Болховская, А.А. Мальцев, К.В. Родюшкин // Изв. вузов, Радиофизика. - 2005. - Т. 48. № 5. - С. 446-453.
74. Кудряшова, О.Е. Функции распределения собственных чисел выборочной корреляционной матрицы антенной решётки / О.Е. Кудряшова, Е.С. Фитасов // Изв. вузов. Радиофизика. - 2022. - Т. 65. № 8. - С. 687-696. DOI: https://doi.org/10.52452/00213462_2022_65_08_687.
75. Уидроу, Б. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. / Б. Уидроу, С. Стирнз. - Москва.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
76. Родюшкин, К.В. Анализ статистических свойств максимального шумового собственного числа выборочной корреляционной матрицы антенной решетки при наличии сигнала / К.В. Родюшкин // Известия вузов. Радиофизика. - 2001. - Т. 44, № 3. - С. 285-290. DOI: 10.1023/A:1010433808222.
77. Василишин, В.И. Оценивание числа гармонических компонент сигнала с использованием технологии суррогатных данных / В.И. Василишин // Прикладная радиоэлектроника. – 2013. – Т. 12, № 4. – С. 412–418.
78. Wax M. Detection of Signals by Information Theoretic Criteria/ M.Wax, T.Kailath // IEEE Trans. on Acoustics, Speech, Signal Processing. – 1985. – Vol. 33, No. 2. – P. 387–392.
79. Chen, P. A comparative study of model selection criteria for the number of signals/ P. Chen, Tiejian Wu, J. Yang //Research Express NCKU – 2009. – Vol. 8 ,Is. 4. –P.1–4.
80. Godara L. C. Smart antennas / L.C. Godara. - Boca Raton, London, New York, Washington: CRC Press, 2004. - 448 p.
81. Classical and modern direction-of-arrival estimation / Ed. by T. E. Tuncer, B. Friedlander. Burlington: Academic Press, 2009. - 456 p.
82. 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. DOI: 10.1007/BF02677625.

83. Ермолаев, В.Т. Современные методы пространственной обработки сигналов в радиосистемах с антенными решётками: учеб. пособие / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман. – Нижний Новгород, 2008. – 171 с.
84. Кудряшова, О.Е. Методы селекции и разрешения радиолокационных сигналов на основе анализа собственных чисел корреляционной матрицы : специальность 1.3.4 дис. ... канд. физ.-мат. наук / Кудряшова Ольга Евгеньевна; ННГУ им. Н. И. Лобачевского. - Нижний Новгород, 2024. - 113 с. - Библ. : с. 100-113.
85. Кудряшова, О.Е. Разрешение источников сигналов на основе анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы / О.Е. Кудряшова, Е.С. Фитасов, А.Д. Ильясафов // Известия вузов. Радиофизика. - 2024. - Т. 67, № 3. - С. 258-268.
86. Михайлов, А.В. Подавляющее информационное превосходство / А.В. Михайлов // Воздушно-космическая оборона. Информационно-аналитическое издание. – 2010. – Т. 7. – С. 20–25
87. Перунов, Ю.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю.М. Перунов, К.И. Фомичев, Л.М. Юдин / Под ред. Ю.М. Перунова. - Москва: Радиотехника, 2003. - 416 с.
88. Jian, S. Joint Tracking Method for the Unresolved Decoy and Target with Monopulse Radar / S. Jian, S. Zhi-yong, F. Qiang, L. Zhao-fei, // Journal of Radars. – 2015 - 4(2) – P.160-171. doi: 10.12000/JR14094.
89. Фитасов, Е.С. Селекция имитирующих сигналоподобных помех в радиолокационных системах с внутренней когерентностью / Е.С. Фитасов, Е.В. Леговцова, О.Е. Кудряшова, С.А. Козлов, В.В. Насонов В.В. // Известия вузов. Радиофизика. - 2021. - Т. 64. №11. - С. 917-925.

90. Бакулев, П.А. Радиолокационные системы / П.А. Бакулев. Изд. 2-е, перераб. и доп. Сер. Учебник для ВУЗов. Москва: Радиотехника, 2007. - 375 с.
91. Сколник, М. Справочник по радиолокации. Книга 1 / Под ред. М. Сколника. 3-е издание. Перевод с английского под общей ред. В.С. Вербь. В 2-х книгах. Москва: Техносфера, 2014. - 672 с.
92. Сколник, М. Справочник по радиолокации. Книга 2 / Под ред. М. Сколника. 3-е издание. Перевод с английского под общей редакцией В.С. Вербь. В 2-х книгах. Москва: Техносфера, 2014. - 680 с.
93. Лезин, Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем: [Учеб. пособие для вузов по спец. «Радиотехника»] / Ю. С. Лезин. – Москва: Радио и связь, 1986. – 278 с.
94. Пальгуев, Д.А. Особенности вторичной и третичной обработки информации о воздушных объектах в многопозиционных пространственно-разнесённых некогерентных радиолокационных системах / Д.А. Пальгуев, А.Д. Ильясафов, К.Н. Пиунов, А.С. Багурин // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2024. - № 2. - С. 52-58.
95. Проскурин, В.И. Квадратичные фильтры для обнаружения неизвестного сигнала на фоне коррелированной помехи / В.И. Проскурин // Радиотехника и электроника. - 1992. - № 7. - С. 1227-1235.
96. Михеев, П.В. Метод оценки когерентных свойств радиолокационных сигналов / П.В. Михеев // Известия вузов. Радиофизика. - 2006. - Т. XLIX, № 1. - С. 82-87.
97. Орлов, И.Я. Оценка когерентности радиолокационных сигналов в антенных решетках на основе анализа распределений энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы / И.Я. Орлов, Е.С. Фитасов, Д.Н. Ивлев, С.А. Козлов // Антенны. – 2017. - №3. - С.31-36.
98. Аганин, А.Г. Способ измерения когерентности сигналов / А.Г. Аганин, В.В. Замаараев, О.В. Васильев // Радиотехника. - 2003. - № 6. - С. 50–57.

99. Кузьмин, С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию / С.З. Кузьмин – Киев: «КВЦ», 2000. - 428с.
100. Козлов, С.А. Повышение эффективности автокомпенсации шумовых активных помех в радиолокационных станциях малой дальности / С.А. Козлов, Е.С. Фитасов, Е.В. Василенко, В.В. Насонов // Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей». - 2013. - № 1. - С.45–48.
101. Фитасов, Е.С. Экспериментальные исследования алгоритма вычисления весовых коэффициентов настройки автокомпенсатора шумовых активных помех для импульсной РЛС малой дальности / Е. С. Фитасов, С.А. Козлов, В.В. Насонов, Е.В. Василенко // Вестник военного учебного научного центра ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. М.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (ф. г. Ярославль): сб. науч. тр. – Ярославль. 2012. Вып. 15, Ч.2. С. 95-100.
102. Фитасов, Е.С. Способ настройки весовых коэффициентов автокомпенсатора в импульсной РЛС малой дальности / Е.С. Фитасов, С.А. Козлов, В.В. Насонов В.В. // XVII Всероссийская научно-практическая конференция «Проблемы развития и применения средств ПВО на современном этапе. Средства ПВО России и других стран мира, сравнительный анализ», 13 октября 2016 г.: сб. докл.; секции 1-6 / Ярославское высшее военное училище ПВО. – Ярославль, 2016. – С. 27-31.
103. Патент № 2807614 Рос. Федерация, МПК G01S 7/36 (2006.01). Способ формирования весового коэффициента в условиях нестационарности помеховой обстановки: № 2022128263 : заявл. 28.10.2022 : опубл. 17.11.2023, Бюл. № 32 / Насонов В.В., Фитасов Е.С., Козлов С.А. [и др.] ; заявитель Федеральное государственное казенное военное образовательное учреждение высшего образования "Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны" Министерства обороны Российской Федерации.

104. Абраменков, В.В. Накопление сигнала при использовании современных методов цифрового спектрального оценивания / В.В. Абраменков // Радиотехника. - 2002. - №12. - С. 88–91.
105. Горячкина, О.Е. Анализ влияния пропеллерной модуляции на обнаружение винтовых летательных аппаратов в РЛС дециметрового диапазона / О.Е. Горячкина, С.А. Козлов, Е.С. Фитасов // Труды XIV -й научной конф. по радиофизике. 7 мая 2010 г. /Ред. С.М. Грач, А.В. Якимов. – Н. Новгород: ННГУ, 2010. – С. 138-139.
106. Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. – Москва: Радио и связь, 1982. – 624 с.
107. Крамер, Г. Математические методы статистики / Г. Крамер. - Изд. «Регулярная и хаотическая динамика», 2003. - 648 с.
108. Патент на полезную модель № 157396 Рос. Федерация, МПК G01S 13/52 (2006.01). Устройство распознавания винтовых летательных аппаратов: № 2015135160/07 : заявл. 19.08.2015 : опубл. 10.12.2015, Бюл. № 34 / Фитасов Е.С., Козлов С.А. ; заявитель АО «ФНПЦ «ННИИРТ». – 8 с.
109. Korn, Granino A. Mathematical Handbook for Scientists and Engineers / Granino A. Korn , Theresa M. Korn.- Courier Corporation, 2013, - 1152 p.
110. Козлов, С.А. Экспериментальные исследования метода распознавания винтовых летательных аппаратов на основе анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы / С.А. Козлов, С.А. Горев, А.Д. Ильясафов // Труды XXVII-й научной конференции по радиофизике (г. Нижний Новгород, 15-25 мая 2023г.). Нижний Новгород: ННГУ, 2023. – С. 262-265.
111. Козлов, С.А., Кудряшова О.Е., Фитасов Е.С., Тимофеев А.Е., Ильясафов А.Д. Экспериментальные исследования распознавания радиолокационных сигналов с пропеллерной модуляцией на основе анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы / С.А. Козлов, О.Е. Кудряшова, Е.С. Фитасов, и [и др.] // Известия вузов. Радиофизика. - 2025. - Т. 68. №10. - С. 820-832.

112. Коровин, А.Е. Пособие летчику Як-52 / А.Е. Коровин. - Москва: ДОСААФ СССР. 1987. - 120 с.
113. Фитасов, Е.С. 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.
114. Михеев, П.В. Синтез оптимальных и квазиоптимальных методов пространственно-временной обработки сигналов в импульсных радиолокационных системах: специальность 01.04.03 : дис. ... канд.физ.-мат.наук / Михеев Павел Викторович ; ННГУ им. Н. И. Лобачевского. - Нижний Новгород, 2007. - 109 с.
115. Монзинго, Р.А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. - Москва: Радио и связь, 1986. - 448 с.
116. Бунимович, В.И. Флюктуационные процессы в радиоприемных устройствах / В.И. Бунимович. - Москва: Сов. радио, 1951. - 360 с.
117. Караваев, В.В. Статистическая теория пассивной локации / В.В. Караваев, В.В. Сазонов. - Москва: Радио и связь, 1987. - 240 с.
118. Фитасов, Е.С. Экспериментальные исследования возможности распознавания ложных целей на основе оценки когерентности радиолокационных сигналов / Труды 20-й конференции по радиофизике, посвященной 110-летию со дня рождения Г.С. Горелика // Е.С. Фитасов, С.А. Козлов, А.В. Сорокина, Ю.А. Жарков, В.В. Насонов, / Под ред. С.В. Оболенского, В.В. Матросова. Нижний Новгород: ННГУ, 2016, С. 138–139.
119. Козлов, С.А. Селекция ложных целей в РЛС с внутренней когерентностью / С.А. Козлов, Е.В. Леговцова, О.Е. Кудряшова, Е.С.

- Фитасов // Радиолокация. Теория и практика: Монография, под ред. А.Б. Бляхмана. – Москва: ЮНИТИ-ДАНА, 2023. - 711с., С. 497-511.
120. Фитасов, Е.С. К вопросу оценки вычислительных затрат метода селекции интеллектуальных имитирующих сигналоподобных помех / Е.С. Фитасов, В.В. Насонов, С.А. Козлов // Вестник ЯВВУ ПВО: научный журнал. Ярославль. - 2017. - №1. - С. 109–114.
121. Уоткинс, Д. Основы матричных вычислений: Пер. с англ. / Д. Уоткинс. – Москва: БИНОМ, 2006. – 664 с.
122. Голуб, Дж. Матричные вычисления: пер. с англ. / Дж. Голуб, Ч. Ван Лоун. – Москва: Мир, 1999. – 548 с.
123. Нечаев, Ю.Б. Вычислительные затраты этапов радиопеленгации при использовании метода последовательного спектрального анализа MUSIC / Ю.Б. Нечаев, С.А. Зотов // В сб.: Докл. VIII -й научн-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». 14-16 апр. 2009 г. – Воронеж: Изд-во НПФ «САКВОЕЕ», 2009. – Т.3. – С.1619-1625.
124. Патент на полезную модель № 184465 Рос. Федерация, МПК G01S 13/52 (2006.01). Устройство селекции ложных целей : № 2018126557 : заявл. 18.07.2018 : опубл. 26.10.2018, Бюл. № 30 / Фитасов Е.С., Козлов С.А. ; заявитель АО «ФНПЦ «ННИИРТ». – 7 с.
125. Леговцова, Е.В. Исследование когерентности сигналов и помех в импульсных радиолокационных системах : специальность 1.3.4 : дис. ... канд. физ.-мат. наук: / Елена Витальевна Леговцова ; ННГУ им. Н. И. Лобачевского. - Нижний Новгород, 2024. - 134 с. - Библиогр. : с. 123 - 134.
126. Liu, Ct. Modeling and analyzing interference signal in a complex electromagnetic environment / Ct. Liu, Rj. Wu, Zx. He, [et al.] // J Wireless Com Network. – 2016. - 1 (2016). URL:<https://doi.org/10.1186/s13638-015-0498-8>.
127. Фельдман, Ю.И. Теория флуктуаций локационных сигналов, отраженных распределенными целями / Ю.И. Фельдман, И.А. Мандуровский – Москва: Радио и связь, 1988. – 272 с.

128. Sadr, M. Gaussian Process Regression for Maximum Entropy Distribution / M. Sadr, M. Torrilhon, M. H. Gorji / Journal of Computational Physics. – 2020. - Volume 418, 109644, ISSN 0021-9991, (URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0021999120304186>), <https://doi.org/10.1016/j.jcp.2020.109644>.

ПРИЛОЖЕНИЕ. АКТ О ВНЕДРЕНИИ

АО «КОНЦЕРН ВКО «АЛМАЗ-АНТЕЙ»



АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
«ФЕДЕРАЛЬНЫЙ НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННЫЙ ЦЕНТР
«НИЖЕГОРОДСКИЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ РАДИОТЕХНИКИ»
(АО «ФНПЦ «ННИИРТ»)

ул. Шапошникова, д. 5, г. Нижний Новгород, 603950
Приемная: (831) 469-58-11, (831) 469-58-10
Факс: (831) 464-02-83, (831) 469-58-02, E-mail: nniirt@nniirt.ru
ОКПО 07503767, ОГРН 1085261002628, ИНН/КПП 5261064047/785050001

25.06.2025 № 68-89-25

На № _____ от _____

О направлении акта о внедрении

Декану
радиофизического факультета ННГУ
имени Н.И. Лобачевского
Матросову Валерию Владимировичу
просп. Гагарина, д.23
Нижний Новгород, 603022

Уважаемый Валерий Владимирович!

Направляем акт о внедрении в АО «ФНПЦ «ННИИРТ» результатов диссертационной работы Козлова Сергея Александровича «Временная обработка сигналов, отраженных от малоразмерных и малоскоростных объектов в присутствии помех», представленной на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук по специальности 1.3.4-Радиофизика.

Приложение: Акт, 1 экз. на 2 л.

Заместитель генерального директора -
главный инженер

М.Е. Францев

Исполнитель: Королева Наталья Валентиновна
Телефон: (831)422-19-34

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор

АО «ФНПЦ «ННИИРТ»



А К Т

о внедрении результатов диссертационной работы Козлова Сергея Александровича «Временная обработка сигналов, отраженных от малоразмерных и малоскоростных объектов в присутствии помех», представленной на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук по специальности 1.3.4 – Радиофизика

Комиссия в составе: председателя – заместителя генерального директора – главного инженера Францева М.Е. и членов комиссии: заместителя главного инженера, к.т.н. Аржанова С.Н., главного конструктора по направлению Смирнова Д.С., заместителя главного конструктора по направлению Соловьева Д.С., заместителя главного конструктора по направлению Тимофеева А.Е., ученого секретаря НТС, к.т.н. Сычушкина И.В. составила настоящий акт о том, что результаты диссертационного исследования Козлова С.А. использованы в алгоритмах первичной обработки радиолокационной информации при разработке и модернизации изделий 1Л122-1Е (малогабаритные радиолокационные станции).

Факты внедрения подтверждается следующими документами:

- Патент на полезную модель № 157396 Рос. Федерация, МПК G01S 13/52 (2006.01). Устройство распознавания винтовых летательных аппаратов: № 2015135160/07: заявл. 19.08.2015: опубл. 10.12.2015, Бюл. № 34 / Фитасов Е.С., Козлов С.А.; заявитель АО «ФНПЦ «ННИИРТ»;
- Патент на полезную модель № 184465 Рос. Федерация, МПК G01S 13/52 (2006.01). Устройство селекции ложных целей: № 2018126557: заявл. 18.07.2018: опубл. 26.10.2018, Бюл. № 30 / Фитасов Е.С., Козлов С.А.; заявитель АО «ФНПЦ «ННИИРТ»;
- Секрет производства (ноу-хау) «Режим работы РЛС 1Л122-1Е по БПЛА», приказ от 19.02.2020 № 02-19-7.

Использование перечисленных выше результатов диссертационной работы Козлова С.А. позволяет повысить эффективность функционирования изделий 1Л122-1Е при обнаружении малоразмерных и малоскоростных воздушных объектов, в том числе винтовых, в условиях сложной сигнально-помеховой обстановки.

Председатель комиссии:

Заместитель генерального директора
– главный инженер



М.Е. Францев

Члены комиссии:

Заместитель главного инженера, к.т.н.



С.Н. Аржанов

Главный конструктор по направлению



Д.С. Смирнов

Заместитель главного конструктора по направлению



Д.С. Соловьев

Заместитель главного конструктора по направлению



А.Е. Тимофеев

Ученый секретарь НТС, к.т.н.



И.В. Сычушкин